А. И. Вольдек

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

А. И. Вольдек

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов электротехнических специальностей высших технических учебных заведений

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,
переработанное



ЛЕНИНГРАД «ЭНЕРГИЯ» ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ 1978

ББК 31.261
В 71
УДК 621.313(075.8)

Рецензент — зав. кафедрой электрических машин МЭИ
д. т. н., проф. *И. П. Копылов*

Вольдек А. И.

В 71 Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. — 3-е изд., перераб. — Л.: Энергия, 1978. — 832 с., ил.

В книге рассматриваются принципы устройства электрических машин, излагаются основные вопросы их теории, производится анализ режимов их работы и освещаются их эксплуатационные свойства. Второе издание книги вышло в 1974 г. В настоящем издании приведены новые фактические данные, соответствующие современному уровню электромашиностроения; терминология и обозначения даны по действующим стандартам.

Книга написана в соответствии с программой курса «Электрические машины», утвержденной Министерством высшего и среднего специального образования СССР, и предназначается в качестве учебника для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей электротехнических и энергетических вузов и факультетов.

В $\frac{30307-082}{051(01)-78}$ 58—78

ББК 31.261
6П2.1.081

Александр Иванович Вольдек

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Научный редактор *Е. В. Толвинская*
Редактор *Л. М. Пархоменко*
Художественный редактор *Ю. Г. Смирнов*
Технический редактор *А. Г. Рябкина*
Корректор *В. В. Румянцев*
Обложка художника *Г. А. Гудкова*

ИБ № 1867

Сдано в набор 07.06.78. Подписано в печать 19.09.78. М-14940. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 52. Уч.-изд. л. 53,9. Тираж 50 000 экз. Заказ 1912. Цена 2 р. 20 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия», 192041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА К ТРЕТЬЕМУ ИЗДАНИЮ

Настоящее, третье, издание книги академика АН Эстонской ССР, доктора технических наук, профессора Александра Ивановича Вольдека является посмертным. А. И. Вольдек скоропостижно скончался 27 января 1977 г. К сожалению, в его архиве не удалось обнаружить каких-либо материалов, заметок и планов по подготовке книги к переизданию. В связи с этим редактор не мог внести значительных изменений в структуру, содержание, объем и изложение этой, во многом оригинальной книги без недопустимого вторжения в авторское право. Редакционная подготовка настоящего издания поэтому заключалась главным образом в приведении более современных фактических данных, характеризующих уровень электромашиностроения, замене устаревших ГОСТ, терминологии и обозначений, устранении обнаруженных опечаток, неточностей и неясностей в изложении. В связи с признанными достоинствами книги и ее соответствием действующим программам курса «Электрические машины» для студентов электротехнических специальностей высших технических учебных заведений объем и содержание книги практически не претерпели изменений по сравнению с ее вторым изданием (1974 г.).

При приведении терминологии в соответствие с новыми стандартами, однако, выявились большие затруднения в использовании термина «частота вращения» взамен «скорость вращения». При этом не только возникло бы несоответствие с определением «скоростная характеристика», но и во всех случаях пришлось бы пользоваться термином «частота вращения в пространстве» в отличие от «частоты вращения в магнитном поле» — широко применяемого понятия в теории электрических машин. В связи с этим представлялось целесообразным сохранить в книге термин «скорость вращения», оговорив это во введении.

Большую работу по подготовке рукописи книги к изданию выполнили Г. А. Вольдек, С. В. Вольдек и В. А. Кочетков.

Все замечания и пожелания по книге просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Редактор Е. В. Толвинская

ИЗ ПРЕДИСЛОВИЙ АВТОРА К ПЕРВОМУ И ВТОРОМУ ИЗДАНИЯМ

Данная книга предназначается в качестве учебника для студентов втузов и может быть полезна также инженерам-электрикам, работающим в области производства и эксплуатации электрических машин. Содержание курса электрических машин в книге излагается в такой последовательности: машины постоянного тока, трансформаторы, асинхронные машины, синхронные машины и коллекторные машины переменного тока. В первом разделе книги, посвященном машинам постоянного тока, освещаются также вопросы, которые являются в значительной степени общими для всех видов электрических машин: расчет магнитной цепи, зависимость технико-экономических показателей машин от их мощности, электромагнитных нагрузок и скорости вращения, нагревание и охлаждение электрических машин и др.

В каждом разделе курса наиболее подробно рассматриваются устройство и основные вопросы теории так называемых нормальных типов электрических машин, применяемых повсеместно в народном хозяйстве в качестве источников электрической энергии и приводов для различных машин и механизмов. Кроме того, в конце каждого раздела излагаются также принципы действия и устройство наиболее распространенных и перспективных специальных типов электрических машин, в том числе электрических микромашин, используемых в системах автоматического регулирования и управления. Коллекторные машины переменного тока в связи с малым их распространением в СССР рассматриваются кратко.

Больше внимания по сравнению с некоторыми другими книгами уделяется расчету параметров электрических машин, теории схем замещения и т. д. Элементы методической новизны внесены в изложение таких вопросов, как обмотки электрических машин, их намагничивающие силы, внезапное короткое замыкание синхронных машин и др.

Параграфы, которые не обязательны для студентов некоторых специальностей, набраны мелким шрифтом.

Опыт учебной работы во втузах показывает, что наиболее трудными для понимания и усвоения являются многообразные взаимосвязанные физические явления и процессы, происходящие в электрических машинах. Поэтому автор стремился отвести им в книге больше места и изложить их в простой и ясной форме. Это, по мнению автора, должно облегчить пользование учебником, в особенности студентам вечерних и заочных втузов и факультетов.

ВВЕДЕНИЕ

В-1. Электрические машины и их значение в народном хозяйстве

Значение электрической энергии в народном хозяйстве и в быту непрерывно возрастает. Важная роль в построении коммунистического общества принадлежит электрификации, что выражено в гениальной формулировке В. И. Ленина: «Коммунизм — это есть советская власть плюс электрификация всей страны».

Электрификация промышленности, транспорта, сельского хозяйства и быта населения обусловливает необходимость применения разнообразного электрического оборудования. Одним из основных видов этого оборудования являются электрические машины, которые служат для преобразования механической энергии в электрическую и обратно — электрической энергии в механическую, а также для преобразования одного рода электрической энергии в другой.

Преобразование механической энергии в электрическую осуществляется с помощью электрических машин, называемых *электрическими генераторами*. Генераторы приводятся во вращение с помощью паровых, гидравлических и газовых турбин, двигателей внутреннего сгорания и других первичных двигателей.

Во многих случаях электрическая энергия, выработанная на электрических станциях, снова превращается в механическую для приведения в действие различных машин и механизмов. Для этой цели применяются электрические машины, называемые *электрическими двигателями*.

На современных электростанциях обычно вырабатывается переменный ток, и для передачи его к потребителям через линии электропередачи и электрические сети необходимо изменять напряжение тока. Такое изменение, или трансформация, переменного тока осуществляется с помощью преобразователей, которые называются *трансформаторами*. Трансформаторы представляют собой статические электромагнитные аппараты, не имеющие вращающихся частей. Однако в принципе их действия и устройства есть много общего с вращающимися электрическими машинами, и поэтому их также относят к электрическим машинам в широком смысле этого слова. Существуют также другие разновидности электрических машин.

В зависимости от рода тока электрические машины подразделяются на машины постоянного и переменного тока. Электрические машины изготовляются на очень широкие пределы мощностей — от долей ватта до миллиона киловатт и выше.

Выработка электрической энергии в нашей стране за девятую пятилетку возросла с 740 млрд. кВт·ч в 1970 г. до 1038 млрд.

кВт·ч в 1975 г., т. е. в 1,4 раза, а к 1980 г. должна составить 1380 млрд. кВт·ч в год. Соответственно этому увеличилось производство электрических машин. В 1975 г. в СССР было изготовлено электрических генераторов на суммарную мощность около 11 млн. кВт, трансформаторов — более чем на 100 млн. кВ·А, электродвигателей переменного тока с единичной мощностью более 0,25 кВт — на суммарную мощность почти 35 млн. кВт.

Кроме того, выпущено весьма большое количество электродвигателей меньшей мощности, машин постоянного тока и разнообразных специальных видов маломощных электрических машин для применения в автоматизированных промышленных, транспортных, оборонных и других установках.

В-2. Общие сведения об электрических машинах

Преобразование энергии в современных электрических машинах осуществляется посредством магнитного поля. Такие машины называются *индуктивными*. Возможно также создание электрических машин, в которых энергия преобразуется посредством электрического поля (*емкостные машины*), однако такие машины существенного практического распространения пока не имеют. Это объясняется следующим.

В обоих классах машин взаимодействие между отдельными частями машины и преобразование энергии происходят через поле, существующее в среде, которая заполняет пространство между взаимодействующими частями машины. Этой средой обычно является воздух или другое вещество с заданными магнитными и электрическими свойствами (μ, ε). При практически достижимых сейчас интенсивностях магнитного и электрического полей количество энергии в единице объема такой среды, пропорциональное μ или ε, при магнитном поле в тысячи раз больше, чем при электрическом. Мощности емкостных машин могут стать соизмеримыми с мощностями индуктивных машин при разработке материалов с большим ε и высокой электрической прочностью, допускающей работу в сильных электрических полях.

Для получения по возможности более сильных магнитных полей применяются ферромагнитные сердечники, которые являются неотъемлемыми частями каждой электрической машины. При переменных магнитных полях сердечники с целью ослабления вихревых токов и уменьшения вызываемых ими потерь энергии изготовляются из листовой электротехнической стали. Другими неотъемлемыми частями электрической машины являются обмотки из проводниковых материалов, по которым протекают электрические токи. Для электротехнической изоляции обмоток применяются различные электроизоляционные материалы.

Как будет установлено в последующих разделах книги, электрические машины обладают свойством обратимости: каждый электрический генератор может работать в качестве двигателя и наоборот, а в каждом трансформаторе и электромашинном преобразователе электрической энергии направление преобразования энергии может быть изменено на обратное. Однако каждая выпускаемая электромашиностроительным заводом вращающаяся машина обычно предназначается для одного определенного режима работы, например в качестве генератора или двигателя. Точно так же в трансформаторах одна из обмоток предусматривается для работы в качестве приемника электрической энергии (первичная обмотка), а другая (вторичная обмотка) — для отдачи энергии. При этом оказывается возможным наилучшим образом приспособить машину для заданных условий работы и добиться наилучшего использования материалов, т. е. получить наибольшую мощность на единицу массы машины.

Высокие энергетические показатели электрических машин, удобство подвода и отвода энергии, возможность выполнения на самые разнообразные мощности, скорости вращения, а также удобство обслуживания и простота управления обусловили повсеместное их широкое распространение.

Преобразование энергии в электрических машинах неизбежно связано с ее потерями, вызванными перемагничиванием ферромагнитных сердечников, прохождением тока через проводники, трением в подшипниках и о воздух и т. д. Поэтому потребляемая электрической машиной мощность всегда больше отдаваемой, или полезной, мощности, а коэффициент полезного действия (к. п. д.) меньше 100%. Тем не менее электрические машины по сравнению с тепловыми и некоторыми другими типами машин являются весьма совершенными преобразователями энергии с относительно высокими коэффициентами полезного действия. Так, в самых мощных электрических машинах к. п. д. достигает 98—99,5%, а в машинах мощностью 10 Вт к. п. д. составляет 20—40%. Такие к. п. д. при столь малых мощностях во многих других типах машин недостижимы.

Теряемая в электрических машинах энергия превращается в тепло и вызывает нагревание отдельных их частей. Для надежности работы и достижения приемлемого срока службы нагревание частей машины должно быть ограничено. Наиболее чувствительными в отношении нагревания являются электроизоляционные материалы, и именно их качеством определяются допустимые уровни нагревания электрических машин. Большое значение имеет также создание хороших условий отвода тепла или охлаждения электрических машин.

Потери энергии в электрической машине увеличиваются с повышением ее нагрузки, а вместе с этим увеличивается и нагревание

машины. Поэтому наибольшая мощность нагрузки, допускаемая для данной машины, определяется главным образом допустимым уровнем ее нагревания, а также механической прочностью отдельных частей машины, условиями токосъема на скользящих контактах и т. д. Напряженность режима работы электрических машин переменного тока в отношении электромагнитных нагрузок (значения магнитной индукции, плотности тока и т. д.), потерь энергии и нагревания определяется не активной, а полной мощностью, так как значение магнитного потока в машине определяется полным напряжением, а не его активной составляющей. Полезная мощность, на которую рассчитана электрическая машина, называется номинальной. Все другие величины, которые характеризуют работу машины при этой мощности, также называются номинальными. К ним относятся: номинальные напряжение, ток, скорость вращения, к. п. д. и другие величины, а для машины переменного тока также номинальная частота и номинальный коэффициент мощности (cos φ). В дальнейшем обозначениям номинальных величин присваивается индекс «н», например: $P_н$, $U_н$, $I_н$, $n_н$ и т. п.

Основные номинальные величины указываются в паспортной табличке (на щитке), прикрепленной к машине. Принято, что для двигателя номинальная мощность является полезной мощностью на его валу, а для генератора — электрической мощностью, отдаваемой с его выходных зажимов. При этом для генераторов переменного тока дается либо полная, либо активная номинальная мощность (по последним стандартам СССР — полная мощность). Для трансформаторов и некоторых других машин переменного тока в табличке всегда указывается полная номинальная мощность.

Номинальные величины, методы испытаний электрических машин, а также другие их технико-экономические данные и требования регламентируются в СССР государственными стандартами (ГОСТ) на электрические машины.

Номинальные напряжения электрических машин согласованы в ГОСТ со стандартными номинальными напряжениями электрических сетей. Номинальные напряжения для электрических двигателей и первичных обмоток трансформаторов при этом берутся равными стандартным напряжениям электрических сетей, а для генераторов и вторичных обмоток трансформаторов — на 5—10% больше с целью компенсации падения напряжения в сетях. Наиболее употребительные номинальные напряжения электрических машин следующие: для двигателей постоянного тока 110, 220 и 440 В, для генераторов постоянного тока 115, 230 и 460 В, для двигателей переменного тока и первичных обмоток трансформаторов 220, 380, 660 В и 3, 6, 10 кВ, для генераторов и вторичных обмоток трансформаторов 230, 400, 690 В и 3,15; 6,3; 10,5; 21 кВ (для вторичных обмоток трансформаторов также 3,3; 6,6; 11 и 22 кВ).

Из более высоких напряжений для первичных обмоток трансформаторов стандартными являются 35, 110, 150, 220, 330, 500 и 750 кВ и для вторичных обмоток 38,5; 121, 165, 242, 347, 525 и 787 кВ. Для трехфазных установок в паспортных табличках приводятся линейные значения напряжений.

В СССР, а также в большинстве других стран мира промышленная частота тока равна 50 Гц, и большинство машин переменного тока поэтому также строится на 50 Гц. В США и других странах Америки промышленная частота тока равна 60 Гц. Для разных специальных назначений (электротермические установки, устройства автоматики и т. д.) применяются также электрические машины с другими значениями частоты тока.

По мощности электрические машины можно подразделять на следующие группы: до 0,5 кВт — машины весьма малой мощности, или микромашины, 0,5—20 кВт — машины малой мощности, 20—250 кВт — машины средней мощности и более 250 кВт — машины большой мощности. Эти границы между группами в определенной степени условны.

В-3. Системы единиц

В СССР для электрических, магнитных, механических и других измерений, согласно ГОСТ 9867—61, применяется Международная система единиц (СИ), основными единицами которой являются метр, килограмм (масса), секунда, ампер. По этому ГОСТ допускается также использование абсолютной системы единиц СГС, основными единицами которой являются сантиметр, грамм (масса), секунда и в которой электрическая постоянная ε_0 и магнитная постоянная μ_0 при нерационализованной форме уравнений электромагнитного поля равны единице.

В табл. В-1 приводятся наименования и обозначения единиц систем СИ и СГС, а также численные соотношения между ними. Наименования некоторых единиц пока еще не установлены. Углы в системе СИ измеряются в радианах.

Единицы, содержащиеся в системе СИ, начинают широко применяться также для измерения тепловых и других величин.

В данной книге используется система единиц СИ и математические соотношения пишутся в рационализованной форме, при которой множитель 4π из наиболее общих закономерностей устраняется и переходит в соотношения, характеризуемые сферической симметрией. При этом электрическая постоянная

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi c_0^2}\cdot 10^7 \text{ фарад на метр (Ф/м)},$$

Таблица В-1

Единицы систем СИ и СГС

Наименование величины	Единица СИ	Сокращеное обозначение: русское	Сокращеное обозначение: латинское	Единица СГС	Сокращенное обозначение: русское	Сокращенное обозначение: латинское	Значение единицы системы СГС в единицах системы СИ
Длина	метр	м	m	сантиметр	см	cm	10^{-2} м
Масса	килограмм	кг	kg	грамм	г	g	10^{-3} кг
Время	секунда	с	s	секунда	с	s	1 с
Электрический ток	ампер	А	A	—	—	—	$c_0^{-1} \cdot 10$ А
Механическая сила	ньютон	Н	N	дина	дин	dyn	10^{-5} Н
Работа и энергия	джоуль	Дж	J	эрг	эрг	erg	10^{-7} Дж
Мощность	ватт	Вт	W	—	—	—	10^{-7} Вт
Электрический заряд	кулон	Кл	C	—	—	—	$c_0^{-1} \cdot 10$ Кл
Электрическое напряжение, э.д.с., разность электрических потенциалов	вольт	В	V	—	—	—	$c_0 \cdot 10^{-8}$ В
Напряженность электрического поля	вольт на метр	В/м	V/m	—	—	—	$c_0 \cdot 10^{-6}$ В/м
Электрическая емкость	фарада	Ф	F	—	—	—	$c_0^{-2} \cdot 10^{9}$ Ф
Электрическое сопротивление	ом	Ом	Ω	—	—	—	$c_0^{2} \cdot 10^{-9}$ Ом
Магнитный поток	вебер	Вб	Wb	максвелл	Мкс	Mx	10^{-8} Вб
Магнитная индукция	тесла	Т, Вб/м²	—	гаусс	Гс	Gs	10^{-4} Т
Индуктивность и взаимная индуктивность	генри	Г	H	—	—	—	$c_0^{2} \cdot 10^{-9}$ Г
Намагничивающая сила	ампер или ампер-виток	А, Ав	A	гильберт	Гб	Gb	$\frac{1}{4\pi} \cdot 10$ А
Напряженность магнитного поля	ампер на метр	А/м	A/m	эрстед	Э	Oe	$\frac{1}{4\pi} \cdot 10^{3}$ А/м
Момент инерции (динамический)	—	кг · м²	kg · m²	—	г · см²	g · см²	10^{-7} кг · м²

Примечание: $c_0 = 2{,}998 \cdot 10^{10} \approx 3 \cdot 10^{10}$ — числовое значение скорости света в пустоте, см/с.

где $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в пустоте, и магнитная постоянная

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ генри на метр (Г/м)}.$$

В книге для удобства иногда применяются также единицы, которые представляют собой десятичные долевые или десятичные кратные значения единиц системы СИ, например киловатт (кВт), киловольт (кВ), миллиметр (мм) и т. д. Однако следует иметь в виду, что во все математические соотношения, если нет особых оговорок, необходимо подставлять значения всех величин в основных единицах системы СИ.

Скорость вращения n (частота вращения в пространстве) в формулах данной книги всюду выражается в оборотах в секунду (об/с). При желании выразить n в оборотах в минуту (об/мин) надо заменить в формулах n на $n/60$.

В табл. В-2 приводятся некоторые наиболее часто используемые пока единицы, не принадлежащие к системе СИ.

Таблица В-2

Некоторые единицы, не принадлежащие к системе СИ

Наименование величины	Наименование единицы	Обозначение единицы	Значение единицы в единицах системы СИ
Механическая сила	килограмм-сила	кгс, кГ	9,81 Н
Работа и энергия	килограмм-метр	кгс · м, кГ · м	9,81 Дж
Мощность	лошадиная сила	л. с.	735,5 Вт (75 кгс · м/с)
Энергия, количество теплоты	килокалория (большая калория)	ккал	$427 \cdot 9{,}81 = 4{,}19 \cdot 10^3$ Дж
	малая калория	кал	4,187 Дж
Энергия	киловатт-час	кВт · ч	$3{,}6 \cdot 10^6$ Дж
Давление	техническая атмосфера	ат	$9{,}81 \cdot 10^4$ Н/м² (1 кГ/см²)

В-4. Материалы, применяемые в электрических машинах

Классификация материалов. Материалы, применяемые в электрических машинах, подразделяются на три категории: конструктивные, активные и изоляционные.

Конструктивные материалы применяются для изготовления таких деталей и частей машины, главным назначением которых является восприятие и передача механических нагрузок (валы, станины, подшипниковые щиты и стояки, различные крепежные детали и т. д.). В качестве конструктивных материалов в электрических машинах используются сталь, чугун, цветные металлы и их

сплавы, пластмассы. К этим материалам предъявляются требования, общие в машиностроении.

Активные материалы подразделяются на проводниковые и магнитные и предназначаются для изготовления активных частей машины (обмотки и сердечники магнитопроводов).

Изоляционные материалы применяются для электрической изоляции обмоток и других токоведущих частей, а также для изоляции листов электротехнической стали друг от друга в расслоенных магнитных сердечниках. Отдельную группу составляют материалы, из которых изготовляются электрические щетки, применяемые для отвода тока с подвижных частей электрических машин.

Ниже дается краткая характеристика активных и изоляционных материалов, используемых в электрических машинах.

Проводниковые материалы. Благодаря хорошей электропроводности и относительной дешевизне в качестве проводниковых материалов в электрических машинах широко применяется электролитическая медь, а в последнее время также рафинированный алюминий. Сравнительные свойства этих материалов приведены в табл. В-3. В ряде случаев обмотки электрических машин изготовляются из медных и алюминиевых сплавов, свойства которых изменяются в широких пределах в зависимости от их состава. Медные сплавы используются также для изготовления вспомогательных токоведущих частей (коллекторные пластины, контактные кольца, болты и т. д.). В целях экономии цветных металлов или увеличения механической прочности такие части иногда выполняются также из стали.

Таблица В-3

Физические свойства меди и алюминия

Материал	Сорт	Плотность, г/см³	Удельное сопротивление при 20°С, Ом·м	Температурный коэффициент сопротивления при ϑ°С, 1/°С	Коэффициент линейного расширения, 1/°С	Удельная теплоемкость, Дж/(кг·°С)	Удельная теплопроводность, Вт/(м·°С)
Медь	Электролитическая отожженная	8,9	$(17{,}24 \div 17{,}54) \cdot 10^{-9}$	$\frac{1}{235+\vartheta}$	$1{,}68 \cdot 10^{-5}$	390	390
Алюминий	Рафинированный	2,6—2,7	$28{,}2 \cdot 10^{-9}$	$\frac{1}{245+\vartheta}$	$2{,}3 \cdot 10^{-5}$	940	210

Температурный коэффициент сопротивления меди при температуре ϑ °С

$$\alpha_\vartheta = \frac{1}{235+\vartheta}. \qquad \text{(В-1)}$$

Соответственно этому, если сопротивление медной обмотки при температуре $\vartheta_х$ равно $r_х$, то ее сопротивление при температуре $\vartheta_г$

$$r_г = \frac{235+\vartheta_г}{235+\vartheta_х} r_х. \qquad \text{(В-2)}$$

Зависимость сопротивления меди от температуры используется для определения превышения температуры обмотки электрической машины при ее работе в горячем состоянии $\vartheta_г$ над температурой окружающей среды ϑ_0. На основании соотношения (В-2) для вычисления превышения температуры

$$\Delta\vartheta = \vartheta_г - \vartheta_0,$$

можно получить формулу

$$\Delta\vartheta = \frac{r_г - r_х}{r_х}(235+\vartheta_х) + \vartheta_х - \vartheta_0, \qquad \text{(В-3)}$$

где $r_г$ — сопротивление обмотки в горячем состоянии; $r_х$ — сопротивление обмотки, измеренное в холодном состоянии, когда температуры обмотки и окружающей среды одинаковы; $\vartheta_х$ — температура обмотки в холодном состоянии; ϑ_0 — температура окружающей среды при работе машины, когда измеряется сопротивление $r_г$.

Соотношения (В-1), (В-2) и (В-3) применимы также для алюминиевых обмоток, если в них заменить 235 на 245.

Магнитные материалы. Для изготовления отдельных частей магнитопроводов электрических машин применяется листовая электротехническая сталь, листовая конструкционная сталь, литая сталь и чугун. Чугун вследствие невысоких магнитных свойств используется относительно редко.

Наиболее важный класс магнитных материалов составляют различные сорта листовой электротехнической стали. Для уменьшения потерь на гистерезис и вихревые токи в ее состав вводят кремний. Наличие примесей углерода, кислорода и азота снижает качество электротехнической стали. Большое влияние на качество электротехнической стали оказывает технология ее изготовления. Обычную листовую электротехническую сталь получают путем горячей прокатки. В последние годы быстро растет применение холоднокатаной текстурованной стали, магнитные свойства которой при намагничивании вдоль направления прокатки значительно выше, чем у обычной стали.

Сортамент электротехнической стали и физические свойства отдельных марок этой стали определяются ГОСТ 21427.0—75.

В электрических машинах применяются главным образом электротехнические стали марок 1211, 1212, 1213, 1311, 1312, 1411, 1412, 1511, 1512, 3411, 3412, 3413, которые соответствуют старым обозначениям марок сталей Э11, Э12, Э13, Э21, Э22, Э31, Э32, Э41, Э42, Э310, Э320, Э330. Первая цифра обозначает класс стали по структурному состоянию и виду прокатки: 1 — горячекатаная изотропная, 2 — холоднокатаная изотропная, 3 — холоднокатаная анизотропная с ребровой текстурой. Вторая цифра показывает содержание кремния. Третья цифра указывает группу по основной нормируемой характеристике: 0 — удельные потери при магнитной индукции $B = 1{,}7$ Т и частоте $f = 50$ Гц ($p_{1,7/50}$), 1 — удельные потери при $B = 1{,}5$ Т и $f = 50$ Гц ($p_{1,5/50}$), 2 — удельные потери при $B = 1{,}0$ Т и $f = 400$ Гц ($p_{1,0/400}$), 6 — магнитная индукция в слабых полях при напряженности магнитного поля 0,4 А/м ($B_{0,4}$) и 7 — магнитная индукция в средних магнитных полях при напряженности поля 10 А/м (B_{10}). Четвертая цифра — порядковый номер. Свойства электротехнической стали в зависимости от содержания кремния приведены в табл. В-4.

Таблица В-4

Зависимость физических свойств электротехнической стали от содержания кремния

Свойства	Вторая цифра марки стали			
	2	3	4	5
Содержание кремния (Si), %	0,8—1,8	1,8—2,8	2,8—3,8	3,8—4,8
Плотность, г/см³	7,80	7,75	7,65	7,55
Удельное сопротивление, Ом · м	$0{,}25 \cdot 10^{-6}$	$0{,}40 \cdot 10^{-6}$	$0{,}50 \cdot 10^{-6}$	$0{,}6 \cdot 10^{-6}$
Температурный коэффициент сопротивления, 1/°С	0,0025	0,0015	0,001	0,0008
Удельная теплоемкость, Дж/(кг · °С)	460	—	—	480

С увеличением содержания кремния возрастает хрупкость стали. В связи с этим, чем меньше машина и, следовательно, чем меньше размеры зубцов и пазов, в которые укладываются обмотки, тем труднее использовать стали с повышенной и высокой степенью легирования. Поэтому, например, высоколегированная сталь применяется главным образом для изготовления трансформаторов и очень мощных генераторов переменного тока.

В машинах с частотой тока до 100 Гц обычно применяется листовая электротехническая сталь толщиной 0,5 мм, а иногда также,

в особенности в трансформаторах, сталь толщиной 0,35 мм. При более высоких частотах используется более тонкая сталь. Размеры

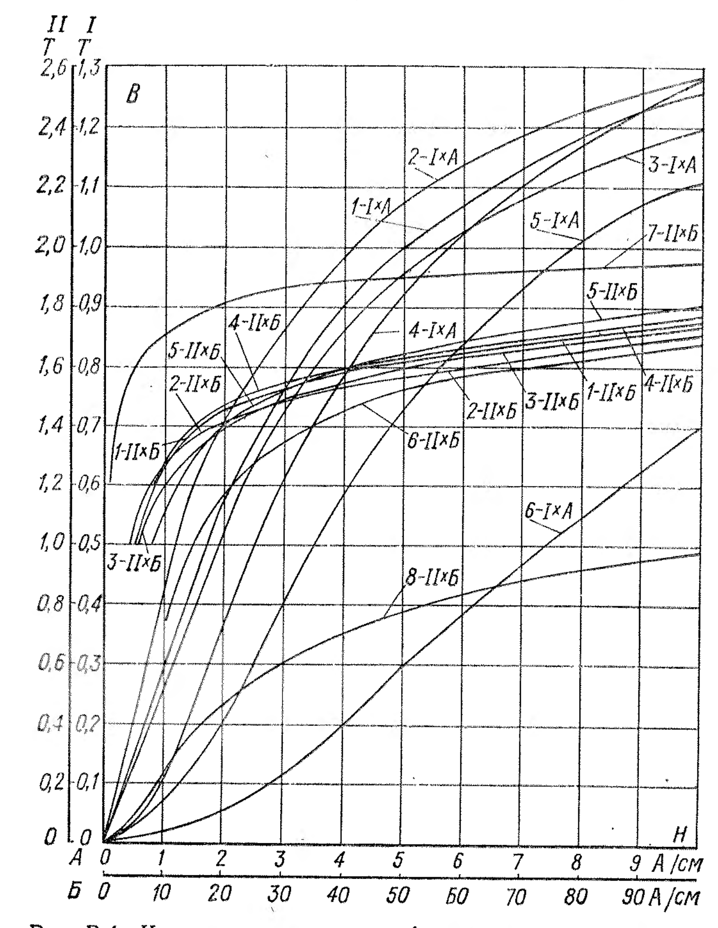


Рис. В-1. Кривые намагничивания ферромагнитных материалов

1 — электротехническая сталь 1121, 1311; *2* — электротехническая сталь 1411, 1511; *3* — малоуглеродистые литая сталь, стальной прокат и поковки для электрических машин; *4* — листовая сталь толщиной 1—2 мм для полюсов; *5* — сталь 10; *6* — сталь 30; *7* — холоднокатаная электротехническая сталь 3413; *8* — серый чугун с содержанием: С — 3,2%, Si — 3,27%, Mn — 0,56%, Р — 1,05%; *I* × *А* — масштабы по осям *I* и *А*; *II* × *Б* — масштабы по осям *II* и *Б*

листов электротехнической стали стандартизованы, причем ширина листов составляет 240—1000 мм, а длина 1500—2000 мм. В последнее время расширяется выпуск электротехнической стали в виде ленты, наматываемой в рулоны.

На рис. В-1 представлены кривые намагничивания различных марок стали и чугуна, а в табл. В-5, согласно ГОСТ 21427.0—75, — значения удельных потерь p в наиболее распространенных марках электротехнической стали. Индекс у буквы p указывает на индукцию B в теслах (числитель) и на частоту f перемагничивания в герцах (знаменатель), при которых гарантируются приведенные в табл. В-5 значения потерь. Для марок 3411, 3412 и 3413 потери даны для случая намагничивания вдоль направления прокатки.

Таблица В-5

Удельные потери в электротехнической стали

Марка стали	Толщина листа, мм	Удельные потери, Вт/кг			Марка стали	Толщина листа, мм	Удельные потери, Вт/кг		
		$p_{1,0/50}$	$p_{1,5/50}$	$p_{1,7/50}$			$p_{1,0/50}$	$p_{1,5/50}$	$p_{1,7/50}$
1211	0,50	3,3	7,7	—	1512	0,50	1,40	3,1	—
1212	0,50	3,1	7,2	—		0,35	1,20	2,8	—
1213	0,50	2,8	6,5	—	1513	0,50	1,25	2,9	—
1311	0,50	2,5	6,1	—		0,35	1,05	2,5	—
1312	0,50	2,2	5,3	—	3411	0,50	1,10	2,45	3,2
1411	0,50	2,0	4,4	—		0,35	0,8	1,75	2,5
1412	0,50	1,8	3,9	—	3412	0,50	0,95	2,10	2,8
1511	0.50	1,55	3,5	—		0,35	0,7	1,5	2,2
	0,35	1,35	3,0	—	3413	0,50	0,8	1,75	2,5
						0,35	0,6	1,3	1,9

Потери на вихревые токи зависят от квадрата индукции, а потери на гистерезис — от индукции в степени, близкой к двум. Поэтому и общие потери в стали с достаточной для практических целей точностью можно считать зависящими от квадрата индукции. Потери на вихревые токи пропорциональны квадрату частоты, а на гистерезис — первой степени частоты. При частоте 50 Гц и толщине листов 0,35—0,5 мм потери на гистерезис превышают потери на вихревые токи в несколько раз. Зависимость общих потерь в стали от частоты вследствие этого ближе к первой степени частоты. Поэтому удельные потери для значений B и f, отличных от указанных в табл. В-5, можно вычислять по формулам:

$$p_{уд} = p_{1,0/50} B^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3}; \quad p_{уд} = p_{1,5/50} \left(\frac{B}{1,5}\right)^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3},$$

где значение B подставляется в теслах (Т).

Приведенные в табл. В-5 значения удельных потерь соответствуют случаю, когда листы стали изолированы друг от друга.

Для изоляции применяется специальный лак или, весьма редко, тонкая бумага, а также используется оксидирование.

При штамповке возникает наклеп листов электротехнической стали. Кроме того, при сборке пакетов сердечников происходит частичное замыкание листов по их кромкам вследствие появления при штамповке грата или заусенцев. Это увеличивает потери в стали до 1,5—4,0 раз.

Из-за наличия между листами стали изоляции, их волнистости и неоднородности по толщине не весь объем спрессованного сердечника заполнен сталью. Коэффициент заполнения пакета сталью при изоляции лаком в среднем составляет $k_c = 0{,}93$ при толщине листов 0,5 мм и $k_c = 0{,}90$ при 0,35 мм.

Изоляционные материалы. К электроизоляционным материалам, применяемым в электрических машинах, предъявляются следующие требования: по возможности высокие электрическая прочность, механическая прочность, нагревостойкость и теплопроводность, а также малая гигроскопичность. Важно, чтобы изоляция была по возможности тонкой, так как увеличение толщины изоляции ухудшает теплоотдачу и приводит к уменьшению коэффициента заполнения паза проводниковым материалом, что в свою очередь вызывает уменьшение номинальной мощности машины. В ряде случаев возникают также и другие требования, например устойчивость против различных микроорганизмов в условиях влажного тропического климата и т. д. На практике все эти требования могут быть удовлетворены в разной степени.

Изоляционные материалы могут быть твердые, жидкие и газообразные. Газообразными обычно являются воздух и водород, которые представляют собой по отношению к машине окружающую или охлаждающую среду и одновременно в ряде случаев играют роль электрической изоляции. Жидкие диэлектрики находят применение главным образом в трансформаторостроении в виде специального сорта минерального масла, называемого трансформаторным.

Наибольшее значение в электромашиностроении имеют твердые изоляционные материалы. Их можно разбить на следующие группы: 1) естественные органические волокнистые материалы — хлопчатая бумага, материалы на основе древесной целлюлозы и шелк; 2) неорганические материалы — слюда, стекловолокно, асбест; 3) различные синтетические материалы в виде смол, пленок, листового материала и т. д.; 4) различные эмали, лаки и компаунды на основе природных и синтетических материалов.

В последние годы органические волокнистые изоляционные материалы все больше вытесняются синтетическими материалами.

Эмали применяются для изоляции проводов и в качестве покровной изоляции обмоток. Лаки используются для склейки слоистой

изоляции и для пропитки обмоток, а также для нанесения покровного защитного слоя на изоляцию. Дву- или трехкратной пропиткой обмоток лаками, чередуемой с просушками, достигается заполнение пор в изоляции, что повышает теплопроводность и электрическую прочность изоляции, уменьшает ее гигроскопичность и скрепляет элементы изоляции в механическом отношении.

Пропитка компаундами служит такой же цели, как и пропитка лаками. Разница заключается только в том, что компаунды не имеют летучих растворителей, а представляют собой весьма консистентную массу, которая при нагревании размягчается, сжижается и способна под давлением проникать в поры изоляции. Ввиду отсутствия растворителей заполнение пор при компаундировании получается более плотным.

Важнейшей характеристикой изоляционных материалов является их нагревостойкость, которая решающим образом влияет на надежность работы и срок службы электрических машин. По нагревостойкости электроизоляционные материалы, применяемые в электрических машинах и аппаратах, подразделяются, согласно ГОСТ 8865—70, на семь классов со следующими предельно допустимыми температурами $\vartheta_{макс}$:

Класс изоляции	Y	A	E	B	F	H	C
$\vartheta_{макс}$, °C	90	105	120	130	155	180	>180

В стандартах прежних лет содержатся старые обозначения некоторых классов изоляции: вместо Y, E, F, H соответственно O, AB, BC, CB.

К классу Y относятся не пропитанные жидкими диэлектриками и не погруженные в них волокнистые материалы из хлопчатой бумаги, целлюлозы и шелка, а также ряд синтетических полимеров (полиэтилен, полистирол, поливинилхлорид и др.). Этот класс изоляции в электрических машинах применяется редко.

Класс A включает в себя волокнистые материалы из хлопчатой бумаги, целлюлозы и шелка, пропитанные жидкими электроизоляционными материалами или погруженные в них, изоляцию эмаль-проводов на основе масляных и полиамиднорезольных лаков (капрон), полиамидные пленки, бутилкаучуковые и другие материалы, а также пропитанное дерево и древесные слоистые пластики. Пропитывающими веществами для этого класса изоляции являются трансформаторное масло, масляные и асфальтовые лаки и другие вещества с соответствующей нагревостойкостью. К данному классу относятся различные лакоткани, ленты, электротехнический картон, гетинакс, текстолит и другие изоляционные изделия. Изоляция класса A широко применяется для вращающихся электрических машин мощностью до 100 кВт и выше, а также в трансформаторостроении.

К классу E относится изоляция эмаль-проводов и электрическая изоляция на основе поливинилацеталевых (винифлекс, металвин), полиуретановых, эпоксидных, полиэфирных (лавсан) смол и других синтетических материалов с аналогичной нагревостойкостью. Класс изоляции E включает в себя новые синтетические материалы, применение которых быстро расширяется в машинах малой и средней мощности (до 10 кВт и выше).

Класс B объединяет изоляционные материалы на основе неорганических диэлектриков (слюда, асбест, стекловолокно) и клеящих, пропиточных и покровных лаков и смол повышенной нагревостойкости органического происхождения, причем содержание органических веществ по массе не должно превышать 50%. Сюда относятся прежде всего материалы на основе тонкой щипаной слюды (микалента, микафолий, миканит), широко применяемые в электромашиностроении.

В последнее время используются также слюдинитовые материалы, в основе которых лежит непрерывная слюдяная лента из пластинок слюды размерами до нескольких миллиметров и толщиной в несколько микрон.

К классу B принадлежат также различные синтетические материалы: полиэфирные смолы на основе фталевого ангидрида, полихлортрифторэтилен (фторопласт-3), некоторые полиуретановые смолы, пластмассы с неорганическим заполнителем и др.

Изоляция класса B широко используется в электрических машинах средней и большой мощности.

Класс F включает в себя материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, но с применением органических лаков и смол, модифицированных кремнийорганическими (полиорганосилоксановыми) и другими смолами с высокой нагревостойкостью, или же с применением других синтетических смол соответствующей нагревостойкости (полиэфирные смолы на основе изо- и терефталевой кислот и др.). Изоляция этого класса не должна содержать хлопчатой бумаги, целлюлозы и шелка.

К классу H относится изоляция на основе слюды, стекловолокна и асбеста в сочетании с кремнийорганическими (полиорганосилоксановыми), полиорганометаллосилоксановыми и другими нагревостойкими смолами. С применением таких смол изготовляются миканиты и слюдиниты, а также стекломиканиты, стекломикафолий, стекломикаленты, стеклослюдиниты, стеклолакоткани и стеклотекстолиты.

К классу H относится и изоляция на основе политетрафторэтилена (фторопласт-4). Материалы класса H применяются в электри-

ческих машинах, работающих в весьма тяжелых условиях (горная и металлургическая промышленность, транспортные установки и пр.).

К классу изоляции С принадлежат слюда, кварц, стекловолокно, стекло, фарфор и другие керамические материалы, применяемые без органических связующих или с неорганическими связующими.

Под воздействием тепла, вибраций и других физико-химических факторов происходит старение изоляции, т. е. постепенная потеря ею механической прочности и изолирующих свойств. Опытным путем установлено, что срок службы изоляции классов А и В снижается в два раза при повышении температуры на каждые 8—10° сверх 100° С. Аналогичным образом снижается при повышении температуры также срок службы изоляции других классов.

Электрические щетки подразделяются на две группы: 1) угольно-графитные, графитные и электрографитированные; 2) металлографитные. Для изготовления щеток первой группы используется сажа, измельченные природный графит и антрацит с каменноугольной смолой в качестве связующего. Заготовки щеток подвергаются обжигу, режим которого определяет структурную форму графита в изделии. При высоких температурах обжига достигается перевод углерода, находящегося в саже и антраците, в форму графита, вследствие чего такой процесс обжига называется графитированием. Щетки второй группы содержат также металлы (медь, бронза, серебро). Наиболее распространены щетки первой группы.

В табл. В-6 приводятся характеристики ряда марок щеток. Влияние разных факторов на условия работы щеток выясняется в гл. 6.

Таблица В-5

Технические характеристики электрических щеток

Класс щеток	Марка	Номинальная плотность тока, А/см²	Максимальная окружная скорость, м/с	Удельное нажатие, Н/см²	Переходное падение напряжения на пару щеток, В	Коэффициент трения	Характер коммутации, при котором рекомендуется применение щеток
Угольно-графитные	УГ4	7	12	2—2,5	1,6—2,6	0,25	Несколько затрудненная
Графитные	Г8	11	25	2—3	1,5—2,3	0,25	Нормальная
Электрографитированные	ЭГ4	12	40	1,5—2	1,6—2,4	0,20	»
	ЭГ8	10	40	2—4	1,9—2,9	0,25	Самая затрудненная
	ЭГ12	10—11	40	2—3	2,5—3,5	0,25	Затрудненная
	ЭГ84	9	45	2—3	2,5—3,5	0,25	Самая затрудненная
Медно-графитные	МГ2	20	20	1,8—2,3	0,3—0,7	0,20	Самая легкая

В-5. Положительные направления электромагнитных величин, уравнения напряжения и векторные диаграммы источников и приемников электрической энергии

В электрических цепях различных электротехнических устройств, в том числе и в цепях электрических машин и трансформаторов, могут быть приняты различные положительные направления токов, э. д. с. и напряжений, причем в зависимости от принятых положительных направлений несколько изменяется вид уравнений напряжения для этих цепей и их векторные диаграммы. В различных странах и разными авторами из отдельных стран используются различные возможные сочетания положительных направлений этих величин. Такое положение нередко вызывает у читателя недоразумения и неясность. Остановимся на этом вопросе подробнее, притом применительно к цепям переменного тока, поскольку они сложнее цепей постоянного тока.

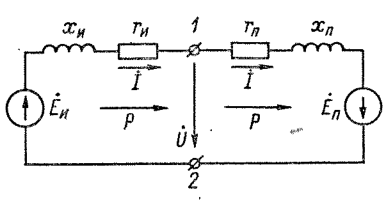


Рис. В-2. Цепь переменного тока, состоящая из источника и приемника электрической энергии

Рассмотрим изображенную на рис. В-2 цепь переменного тока, где слева от зажимов *1*, *2* представлены элементы, относящиеся к источнику электрической энергии (например, к генератору переменного тока), а справа — к приемнику (например, к двигателю переменного тока). Источник и приемник обладают активными сопротивлениями $r_и$, $r_п$ и собственными индуктивными сопротивлениями $x_и$, $x_п$, учитывающими э. д. с. самоиндукции — $jx_и\dot I$ и — $jx_п\dot I$. Кроме того, в цепях источника и приемника в общем случае действуют э. д. с. $\dot E_и$ и $\dot E_п$ иного происхождения, например э. д. с. взаимной индукции от других, не изображенных на рис. В-2 электрических цепей.

На рис. В-2 положительные направления тока $\dot I$ и действующих в цепи э. д. с. $\dot E_и$ и $\dot E_п$ приняты одинаковыми. Такой выбор положительных направлений $\dot I$ и $\dot E$ в цепях переменного тока является общепринятым. Положительное направление напряжения $\dot U$ на зажимах *1*, *2* принято от зажима *1* к зажиму *2*, что указывается стрелкой у буквы $\dot U$. Важно сочетание положительных направлений $\dot I$ и $\dot E$, с одной стороны, и положительного направления $\dot U$ — с другой. Представленное на рис. В-2 сочетание этих величин истолковывается следующим образом.

Предположим для простоты, что $\dot U$ и $\dot I$ совпадают по фазе, т. е. одновременно проходят через нули и максимумы. Предположим, далее, для определенности, что в рассматриваемый момент времени u и i положительны, т. е. ток течет в направлении стрелок у буквы $\dot I$,

а напряжение действует от зажима 1 к зажиму 2. При этом зажим 1 положителен, а зажим 2 отрицателен. При этих условиях ток из левой части схемы рис. В-2 вытекает через положительный зажим 1, что и характерно для источника (генератора), а в правую часть схемы рис. В-2 ток втекает через положительный зажим 1, что характерно для приемника (двигателя). Таким образом, изображенное на рис. В-2 сочетание положительных направлений (стрелок) $\dot{U}$ и $\dot{I}$ вполне соответствует особенностям режима работы источника и приемника.

На рис. В-2 показаны также положительные направления мощности электрической энергии P в источнике и приемнике. Источник отдает мощность от своих зажимов 1, 2, а приемник потребляет мощность со своих зажимов 1, 2. На практике принято также говорить о потреблении тока каким-либо устройством, например, из сети и об отдаче тока из данного устройства, например, в сеть. В действительности ток замкнут, и если от одного зажима устройства ток отдается в сеть, то на другой зажим он поступает из сети. Поэтому, например, о потреблении или отдаче тока можно говорить только в смысле потребления или отдачи электрической энергии. На основании изложенного выше можно также говорить, что устройство потребляет ток, если он втекает в данное устройство через его положительный зажим и вытекает через отрицательный. Наоборот, данное устройство отдает ток, если он вытекает через положительный зажим и втекает через отрицательный.

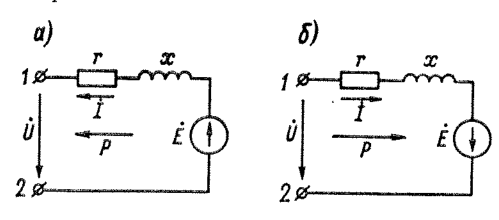


Рис. В-3. Схемы цепей источника (*а*) и приемника (*б*) электрической энергии и положительные направления электромагнитных величин

Напишем теперь для цепи рис. В-2 второе уравнение Кирхгофа:

$$\dot{E}_и + \dot{E}_п - jx_и\dot{I} - jx_п\dot{I} = r_и\dot{I} + r_п\dot{I}.$$

Сосредоточим в левой части этого уравнения члены, соответствующие элементам источника, а в правой части — члены, соответствующие элементам приемника:

$$\dot{E}_и - r_и\dot{I} - jx_и\dot{I} = r_п\dot{I} + jx_п\dot{I} - \dot{E}_п = \dot{U}. \qquad \text{(В-4)}$$

Левая часть этого уравнения определяет напряжение $\dot{U}$ на зажимах источника 1, 2, равное э. д. с. $\dot{E}_и$ минус падения напряжения в сопротивлениях $r_и$ и $x_и$. Одновременно $\dot{U}$ является также напряжением на зажимах приемника, которое определяется средней частью уравнения (В-4).

Разделим теперь схему рис. В-2 на зажимах 1, 2 на две части и изобразим их отдельно, как показано на рис. В-3, где схема источника повернута по сравнению со схемой рис. В-2 относительно зажимов 1, 2 на 180°, а индексы «и» и «п» у буквенных величин опущены. Как видно на рис. В-3, схемы источника и приемника отличаются друг от друга тем, что в них при одинаковом направлении $\dot{U}$ направления $\dot{E}$, $\dot{I}$ и P являются противоположными. Очевидно, что на рис. В-3, *а* или *б* можно одновременно изменить направления $\dot{U}$, $\dot{E}$ и $\dot{I}$, и при этом уравнения напряжения, векторные диаграммы и энергетические соотношения не изменятся. Поэтому можно также сказать, что схемы источника и приемника отличаются друг от друга тем, что положительные направления $\dot{U}$ на зажимах у них противоположные.

На основании соотношений (В-4) можно написать также следующие уравнения напряжения: для источника

$$\boxed{\dot{U} = \dot{E} - r\dot{I} - jx\dot{I}} \qquad \text{(В-5)}$$

и для приемника

$$\boxed{\dot{U} = r\dot{I} + jx\dot{I} + (-\dot{E}).} \qquad \text{(В-6)}$$

Эти уравнения истолковываются следующим образом. Напряжение на зажимах источника, согласно (В-5), равно его э. д. с. $\dot{E}$ за вычетом внутренних падений напряжения $r\dot{I}$ и $jx\dot{I}$, а напряжение на зажимах приемника, согласно (В-6), расходуется на падения напряжения $r\dot{I}$, $jx\dot{I}$ и на компенсацию (уравновешивание) внутренней э. д. с. $\dot{E}$. Можно также сказать, что напряжение приемника состоит из указанных трех составляющих, фигурирующих в правой части уравнения (В-6).

По уравнениям источника и приемника в соответствии с равенствами (В-5) и (В-6) построены векторные диаграммы на рис. В-4, *а* и *б*.

Таким образом, в принципе возможны два сочетания положительных направлений $\dot{U}$, $\dot{E}$ и $\dot{I}$, чему соответствуют два различных вида уравнений напряжений и векторных диаграмм. В то же время многие электротехнические устройства способны работать, хотя бы кратковременно, как в режиме источника, так и в режиме приемника. Например, каждый электрический генератор может работать двигателем и наоборот. Поэтому, выбрав, например, для какого-либо устройства сочетание положительных направлений $\dot{U}$, $\dot{E}$ и $\dot{I}$ на рис. В-3, *а* как для источника, мы должны считаться с тем, что это устройство в определенных условиях в действительности может работать в режиме приемника электрической энергии. При этом мы

можем по-прежнему рассматривать это устройство как источник и сохранить схему рис. В-3, *а* с указанными там положительными направлениями $\dot{U}$, $\dot{E}$, $\dot{I}$ и уравнение (В-5), но при этом угол сдвига фаз между $\dot{U}$ и $\dot{I}$ будет уже находиться не в пределах $-90° < \varphi <$

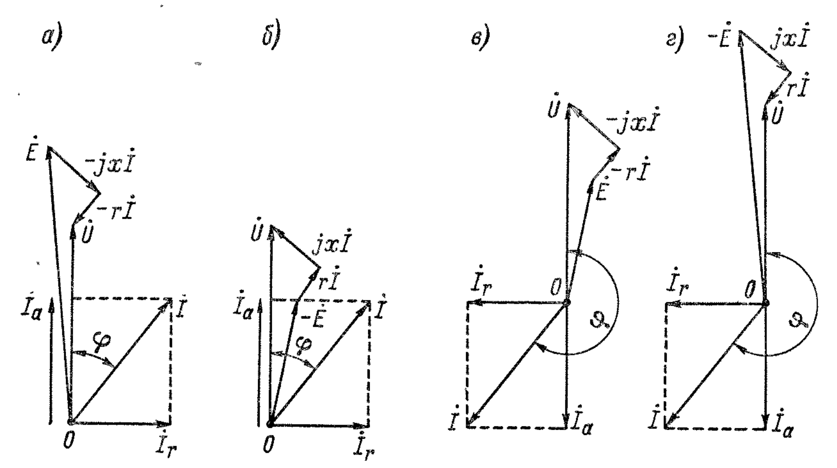


Рис. В-4. Векторные диаграммы устройств, работающих в режимах источника (*а*, *г*) и приемника (*б*, *в*) электрической энергии

$< 90°$, как на рис. В-4, *а*, а в пределах $90° < \varphi < 270°$, как на диаграмме рис. В-4, *в*. Если по рис. В-4, *а*

$$P = UI\cos\varphi > 0,$$

то, согласно рис. В-4, *в*,

$$P = UI\cos\varphi < 0,$$

что указывает на то, что теперь в действительности направление мощности противоположно положительному направлению, обозначенному стрелкой на рис. В-3, *а*, т. е. в действительности мощность потребляется из сети. На это же указывает то, что на рис. В-4, *в* активная относительно $\dot{U}$ составляющая $\dot{I}$ отрицательна, в то время как на рис. В-4, *а* она положительна.

На рис. В-4, *в* верхняя часть диаграммы топологически повторяет верхнюю часть диаграммы рис. В-4, *б*, а векторы тока равны по величине и противоположны по направлению. Это означает, что диаграммы рис. В-4, *б* и *в* изображают один и тот же режим работы определенного устройства, потребляющего энергию из сети, но на диаграмме рис. В-4, *б* это устройство рассматривается в качестве приемника, а на диаграмме рис. В-4, *в* — в качестве источника.

Аналогичным образом, если какое-либо устройство, рассматриваемое по схеме рис. В-3, *б* как приемник, в действительности работает в режиме источника энергии, то вместо диаграммы вида рис. В-4, *б* будем иметь диаграмму вида рис. В-4, *г*, где также $90° < \varphi < 270°$, и поэтому направление передачи мощности в действительности противоположно указанному на рис. В-3, *б*. Отметим здесь также, что верхние части диаграмм рис. В-4, *а* и *г* топологически одинаковы, а токи равны по значению и противоположны по направлению. Это означает, что обе эти диаграммы изображают один и тот же режим работы определенного устройства, работающего в качестве источника, но один раз это устройство рассматривается в качестве источника по схеме рис. В-3, *а*, а другой раз — в качестве приемника по схеме рис. В-3, *б*. Как видно из указанных рисунков, соответствующие диаграммы отличаются друг от друга поворотом вектора $\dot{I}$ на 180°, изменением знака $\dot{E}$ и изменением направлений падений напряжения на обратные.

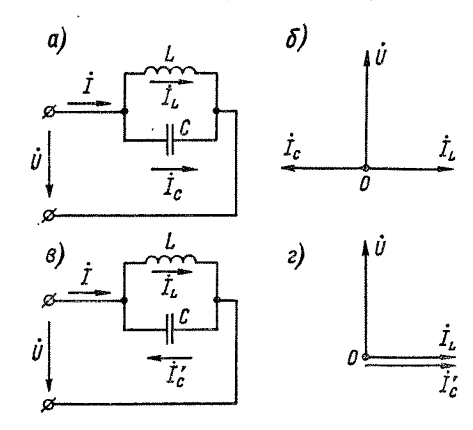


Рис. В-5. Векторные диаграммы (*б*, *г*) параллельно включенных индуктивности и емкости (*а*, *в*) при резонансе токов

Рассмотрим еще вопрос о направлениях реактивных составляющих токов и о потреблении из сети или отдаче в сеть реактивных мощностей и реактивных составляющих тока.

На рис. В-5, *а* изображены приключенные параллельно к сети переменного тока индуктивность L и емкость C, причем на этом рисунке они рассматриваются как приемники. Если

$$\omega L = \frac{1}{\omega C},$$

то $I_L = I_C$ и $I = 0$, т. е. из сети ток не потребляется. Соответствующая векторная диаграмма изображена на рис. В-5, *б*. Согласно последней, L и C потребляют из сети противоположные по направлению токи, которые в сумме дают нуль. Однако можно трактовать этот вопрос также иначе и рассматривать, например, L как приемник, а C как источник, изменив в C направление тока на противоположное (рис. В-5, *в*), чему соответствует диаграмма на рис. В-5, *г*, и тогда можно сказать, что L потребляет из сети отстающий ток I_L, а C отдает в сеть отстающий ток $I'_C = I_L$ и поэтому L и C вместе

не потребляют из сети и не отдают в нее никакого тока. Можно также сказать, что емкость C питает индуктивность L отстающим током.

В энергетических системах потребление и отдачу реактивной мощности принято связывать с отстающими (индуктивными) реактивными токами. При этом говорят, что индуктивность L потребляет из сети реактивную мощность и отстающий (индуктивный) реактивный ток, а емкость C отдает в сеть реактивную мощность и отстающий реактивный ток. Можно было бы говорить, что емкость C потребляет из сети опережающий (емкостный) ток, а индуктивность L отдает в сеть такой ток. Из сравнения рис. В-4, *а* и *б*, *в* и *г* видно, что при изменении положительных направлений токов изменяются также направления реактивных составляющих токов $\dot{I}_r$: на рис. В-4, *а* и *б* они являются отстающими, а на рис. В-4, *в* и *г* — опережающими.

В советской литературе и в данной книге приняты следующие правила выбора положительных направлений $\dot{U}$, $\dot{E}$ и $\dot{I}$, написания уравнений напряжения и изображения векторных диаграмм электрических машин переменного тока: 1) первичная обмотка трансформатора (раздел второй) рассматривается как приемник, а вторичная — как источник электрической энергии, 2) асинхронные машины (раздел четвертый) рассматриваются как приемники, поскольку они работают главным образом как двигатели, 3) синхронные машины (раздел пятый) рассматриваются как источники, так как практически все генераторы переменного тока являются синхронными машинами. Отклонения от этих правил оговариваются особо. В то же время иногда руководствуются и другими правилами. Например, Р. Рихтер [3] и В. П. Шуйский [23] рассматривают обе обмотки трансформатора и все машины переменного тока в качестве источников.

Раздел первый

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип действия и устройство. Магнитная цепь при холостом ходе. Якорные обмотки. Основные электромагнитные соотношения. Магнитное поле при нагрузке. Коммутация. Потери и к. п. д. Нагревание и охлаждение. Генераторы. Двигатели. Специальные типы машин.

Глава первая

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВО МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1-1. Принцип действия машины постоянного тока

Устройство простейшей машины. На рис. 1-1 представлена простейшая машина постоянного тока, а на рис. 1-2 дано схематическое изображение этой машины в осевом направлении. Неподвижная часть машины, называемая индуктором, состоит из полюсов и стального ярма, к которому прикрепляются полюсы. Назначением индуктора является создание в машине основного магнитного потока. Индуктор изображенной на рис. 1-1 простейшей машины имеет два полюса *1* (ярмо индуктора на рис. 1-1 не показано).

Вращающаяся часть машины состоит из укрепленных на валу цилиндрического якоря *2* и коллектора *3*. Якорь состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали, и обмотки, укрепленной на сердечнике якоря. Обмотка якоря в показанной на рис. 1-1 и 1-2 простейшей машине имеет один виток. Концы витка соединены с изолированными от вала медными пластинами коллектора, число которых в рассматриваемом случае равно двум. На коллектор наложены две неподвижные щетки *4*, с помощью которых обмотка якоря соединяется с внешней цепью.

Основной магнитный поток в нормальных машинах постоянного тока создается обмоткой возбуждения, которая расположена на сердечниках полюсов и питается постоянным током. Магнитный поток проходит от северного полюса N через якорь к южному

полюсу S и от него через ярмо снова к северному полюсу. Сердечники полюсов и ярмо также изготовляются из ферромагнитных материалов.

Режим генератора. Рассмотрим сначала работу машины в режиме генератора.

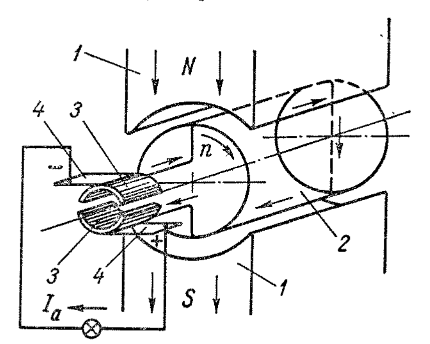


Рис. 1-1. Простейшая машина постоянного тока

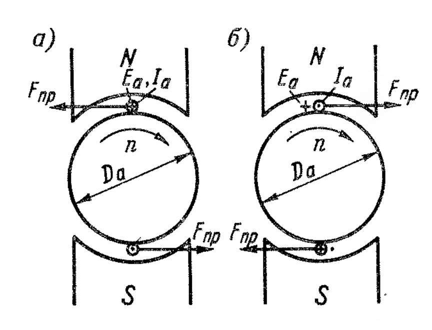


Рис. 1-2. Работа простейшей машины постоянного тока в режиме генератора (*а*) и двигателя (*б*)

Предположим, что якорь машины (рис. 1-1 и 1-2, *а*) приводится во вращение по часовой стрелке. Тогда в проводниках обмотки якоря индуктируется э. д. с., направление которой может быть определено по правилу правой руки (рис. 1-3, *а*) и показано на рис. 1-1 и 1-2, *а*. Поскольку поток полюсов предполагается неизменным, то эта э. д. с. индуктируется только вследствие вращения якоря и называется э. д. с. вращения.

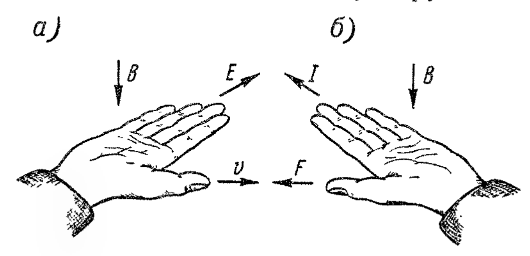


Рис. 1-3. Правила правой (*а*) и левой (*б*) руки

Значение индуктируемой в проводнике обмотки якоря э. д. с.

$$e_{пр} = Blv,$$

где B — магнитная индукция в воздушном зазоре между полюсом и якорем в месте расположения проводника; l — активная длина проводника, т. е. та длина, на протяжении которой он расположен в магнитном поле; v — линейная скорость движения проводника.

В обоих проводниках вследствие симметрии индуктируются одинаковые э. д. с., которые по контуру витка складываются, и поэтому полная э. д. с. якоря рассматриваемой машины

$$E_a = 2e_{пр} = 2Blv. \qquad (1\text{-}1)$$

Э. д. с. E_a является переменной, так как проводники обмотки якоря проходят попеременно под северным и южным полюсами, в результате чего направление э. д. с. в проводниках меняется. По форме кривая э. д. с. проводника в зависимости от времени t повторяет кривую распределения индукции B вдоль воздушного зазора (рис. 1-4, *а*).

Частота э. д. с. f в двухполюсной машине равна скорости вращения якоря n, выраженной в оборотах в секунду:

$$f = n,$$

а в общем случае, когда машина имеет p пар полюсов с чередующейся полярностью,

$$\boxed{f = pn.} \qquad (1\text{-}2)$$

Если обмотка якоря с помощью щеток замкнута через внешнюю цепь, то в этой цепи, а также в обмотке якоря возникает ток I_a. В обмотке якоря этот ток будет переменным, и кривая его по форме аналогична кривой э. д. с. (рис. 1-4, *а*). Однако во внешней цепи направление тока будет постоянным, что объясняется действием коллектора. Действительно, при повороте якоря и коллектора (рис. 1-1) на 90° и изменении направления э. д. с. в проводниках одновременно происходит также смена коллекторных пластин под щетками. Вследствие этого под верхней щеткой всегда будет находиться пластина, соединенная с проводником, расположенным под северным полюсом, а под нижней щеткой — пластина, соединенная с проводником, расположенным под южным полюсом. В результате этого полярность щеток и направление тока во внешней цепи остаются неизменными.

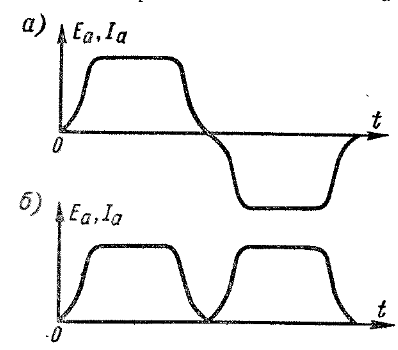


Рис. 1-4. Кривые э. д. с. и тока простейшей машины в якоре (*а*) и во внешней цепи (*б*)

Таким образом, в генераторе коллектор является механическим выпрямителем, который преобразовывает переменный ток обмотки якоря в постоянный ток во внешней цепи.

Изменив знак второго полупериода кривой на рис. 1-4, *а*, получим форму кривой тока и напряжения внешней цепи (рис. 1-4, *б*). Образуемый во внешней цепи пульсирующий по значению ток

малопригоден для практических целей. Для получения практически свободных от пульсаций тока и напряжения применяют более сложные по устройству обмотку якоря и коллектор (см. гл. 3). Однако основные свойства машины постоянного тока могут быть установлены на примере рассматриваемой здесь простейшей машины.

Напряжение постоянного тока на зажимах якоря генератора будет меньше E_a на величину падения напряжения в сопротивлении обмотки якоря r_a:

$$U_a = E_a - I_a r_a. \qquad (1\text{-}3)$$

Проводники обмотки якоря с током I_a находятся в магнитном поле, и поэтому на них будут действовать электромагнитные силы (рис. 1-2, *а*)

$$F_{пр} = BlI_a, \qquad (1\text{-}4)$$

направление которых определяется по правилу левой руки (рис. 1-3, *б*). Эти силы создают механический момент $M_{эм}$, который называется электромагнитным моментом и на рис. 1-2, *а* равен

$$M_{эм} = F_{пр} D_a = BlD_a I_a, \qquad (1\text{-}5)$$

где D_a — диаметр якоря. Как видно из рис. 1-2, *а*, в режиме генератора этот момент действует против направлений вращения якоря и является тормозящим.

Режим двигателя. Рассматриваемая простейшая машина может работать также двигателем, если к обмотке ее якоря подвести постоянный ток от внешнего источника. При этом на проводники обмотки якоря будут действовать электромагнитные силы $F_{пр}$ и возникнет электромагнитный момент $M_{эм}$. Величины $F_{пр}$ и $M_{эм}$, как и для генератора, определяются равенствами (1-4) и (1-5). При достаточном значении $M_{эм}$ якорь машины придет во вращение и будет развивать механическую мощность. Момент $M_{эм}$ при этом является движущим и действует в направлении вращения.

Если мы желаем, чтобы при той же полярности полюсов направления вращения генератора (рис. 1-2, *а*) и двигателя (рис. 1-2, *б*) были одинаковы, то направление действия $M_{эм}$, а следовательно, и направление тока I_a у двигателя должны быть обратными по сравнению с генератором (рис. 1-2, б).

В режиме двигателя коллектор превращает потребляемый из внешней цепи постоянный ток в переменный ток в обмотке якоря и работает, таким образом, в качестве механического инвертора тока.

Проводники обмотки якоря двигателя также вращаются в магнитном поле, и поэтому в обмотке якоря двигателя тоже индуктируется э. д. с. E_a, значение которой определяется равенством (1-1). Направление этой э. д. с. в двигателе (рис. 1-2, *б*) такое же, как и в генераторе (рис. 1-2, *а*). Таким образом, в двигателе э. д. с. якоря E_a направлена против тока I_a и приложенного к зажимам якоря напряжения U_a. Поэтому э. д. с. якоря двигателя называется также противоэлектродвижущей силой.

Приложенное к якорю двигателя напряжение уравновешивается э. д. с. E_a и падением напряжения в обмотке якоря:

$$U_a = E_a + I_a r_a. \qquad (1\text{-}6)$$

Из сравнения равенств (1-3) и (1-6) видно, что в генераторе $U_a < E_a$, а в двигателе $U_a > E_a$.

Принцип обратимости.

Из изложенного выше следует, что каждая машина постоянного тока может работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. Такое свойство присуще всем типам вращающихся электрических машин и называется обратимостью.

Для перехода машины постоянного тока из режима генератора в режим двигателя и обратно при неизменной полярности полюсов и щеток и при неизменном направлении вращения требуется только изменение направления тока в обмотке якоря.

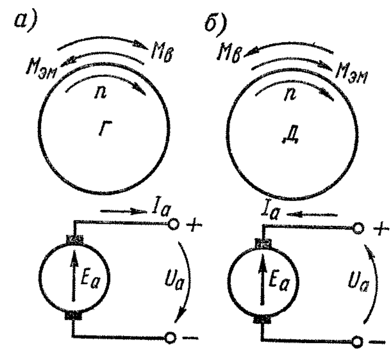


Рис. 1-5. Направления э. д. с., тока и моментов в генераторе (*а*) и двигателе (*б*) постоянного тока

Поэтому такой переход может осуществляться весьма просто и в определенных условиях даже автоматически.

Аналогичным образом может происходить изменение режима работы также в машинах переменного тока.

Преобразование энергии. На рис. 1-5 показаны направления действия механических и электрических величин в якоре генератора и двигателя постоянного тока.

Согласно первому закону Ньютона в применении к вращающемуся телу, действующие на это тело движущие и тормозные вращающие моменты уравновешивают друг друга. Поэтому в генераторе при установившемся режиме работы электромагнитный момент

$$M_{эм} = M_в - M_{тр} - M_с, \qquad (1\text{-}7а)$$

где $M_в$ — момент на валу генератора, развиваемый первичным двигателем, $M_{тр}$ — момент сил трения в подшипниках, о воздух

и на коллекторе электрической машины, M_c — тормозной момент, вызываемый потерями на гистерезис и вихревые токи в сердечнике якоря. Эти потери мощности появляются в результате вращения сердечника якоря в неподвижном магнитном поле полюсов. Возникающие при этом электромагнитные силы оказывают на якорь тормозящее действие и в этом отношении проявляют себя подобно силам трения.

В двигателе при установившемся режиме работы

$$M_{эм}=M_в+M_{тр}+M_c, \tag{1-7б}$$

где $M_в$ — тормозной момент на валу двигателя, развиваемый рабочей машиной (станок, насос и т. п.).

В генераторе $M_{эм}$ является тормозным, а в двигателе — вращающим моментом, причем в обоих случаях $M_в$ и $M_{эм}$ противоположны по направлению.

Развиваемая электромагнитным моментом $M_{эм}$ мощность $P_{эм}$ называется электромагнитной мощностью и равна

$$\boxed{P_{эм}=M_{эм}\Omega,} \tag{1-8}$$

где

$$\Omega=2\pi n \tag{1-9}$$

представляет собой угловую скорость вращения.

Подставим в выражение (1-8) значения $M_{эм}$ и Ω из равенств (1-5) и (1-9) и учтем, что линейная скорость на окружности якоря

$$v=\frac{\Omega D_a}{2}=\pi D_a n.$$

Тогда получим

$$P_{эм}=2BlD_aI_a\pi n=2BlvI_a$$

или на основании выражения (1-1)

$$\boxed{P_{эм}=E_aI_a.} \tag{1-10}$$

В обмотке якоря под действием э. д. с. E_a и тока I_a развивается внутренняя электрическая мощность якоря

$$P_a=E_aI_a. \tag{1-11}$$

Согласно равенствам (1-10) и (1-11), $P_{эм}=P_a$, т. е. внутренняя электрическая мощность якоря равна электромагнитной мощности, развиваемой электромагнитным моментом, что отражает процесс

преобразования механической энергии в электрическую в генераторе и обратный процесс в двигателе.

Умножим соотношения (1-3) и (1-6) на I_a. Тогда для генератора будем иметь

$$U_aI_a=E_aI_a-I_a^2r_a \tag{1-12}$$

и для двигателя

$$U_aI_a=E_aI_a+I_a^2r_a. \tag{1-13}$$

Левые части этих выражений представляют собой электрические мощности на зажимах якоря, первые члены правых частей — электромагнитную мощность якоря и последние члены — электрические потери мощности в якоре.

Хотя приведенные соотношения получены для простейшей машины постоянного тока (рис. 1-1), они действительны и в общем случае при более сложной обмотке якоря, так как э. д. с. и моменты отдельных проводников складываются. Эти соотношения являются выражением закона сохранения энергии и отражают процесс преобразования энергии в машине постоянного тока.

Согласно им, механическая мощность, развиваемая на валу генератора первичным двигателем, за вычетом механических и магнитных потерь, превращается в электрическую мощность в обмотке якоря, а электрическая мощность за вычетом потерь в этой обмотке выдается во внешнюю цепь. В двигателе электрическая мощность, подводимая к якорю из внешней цепи, частично расходуется на потери в обмотке якоря, а остальная часть этой мощности превращается в мощность электромагнитного поля и последняя — в механическую мощность, которая за вычетом потерь на трение и потерь в стали якоря передается рабочей машине.

Установленные выше применительно к машине постоянного тока общие закономерности превращения энергии в равной степени относятся также к машинам переменного тока.

§ 1-2. Устройство машины постоянного тока

Рассмотрим несколько подробнее устройство машины постоянного тока и приведем краткое описание ее главных конструктивных элементов.

На рис. 1-6 изображен полюс машины. Сердечники полюсов набираются из листов, выштампованных из электротехнической стали толщиной 0,5—1 мм, а иногда также из листов конструкционной стали толщиной до 2 мм. Так как магнитный поток полюсов в стационарных режимах не изменяется, то листы друг от друга обычно не изолируются. Сердечник полюса стягивается шпильками,

концы которых расклепываются. Нижняя, уширенная, часть сердечника называется **полюсным наконечником** или **башмаком**. Расположенная на полюсе обмотка часто разбивается на 2—4 катушки для лучшего ее охлаждения.

Число главных полюсов всегда четное, причем северные и южные полюсы чередуются, что достигается соответствующим соединением катушек возбуждения отдельных полюсов. Катушки всех полюсов соединяются обычно последовательно. Мощность, затрачиваемая на возбуждение, составляет около 0,5—3% от номинальной мощности машины. Первая цифра относится к машинам мощностью в тысячи киловатт, а вторая — к машинам мощностью около 5 кВт.

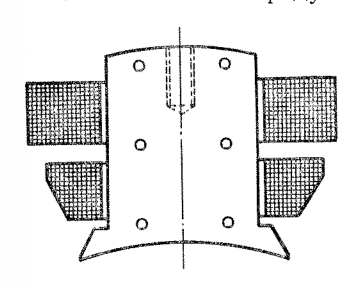


Рис. 1-6. Главный полюс машины постоянного тока

Для улучшения условий токосъема с коллектора (см. гл. 6) в машинах мощностью более 0,5 кВт между главными полюсами устанавливаются также дополнительные полюсы, которые меньше главных по своим размерам. Сердечники дополнительных полюсов обычно изготовляются из конструкционной стали.

Как главные, так и дополнительные полюсы крепятся к ярму с помощью болтов. Ярмо в современных машинах обычно выполняется из стали (из стальных труб в машинах малой мощности,

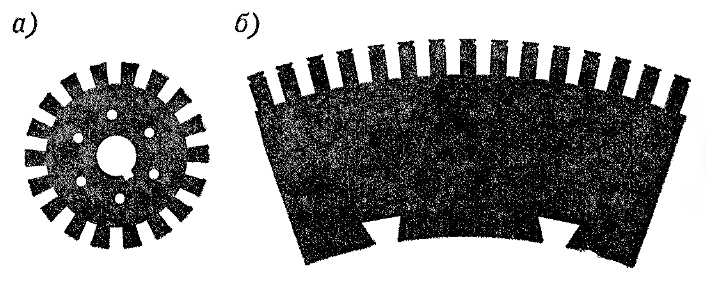


Рис. 1-7. Диск (*а*) и сегмент (*б*) стали якоря

из стального листового проката, а также из стального литья). Чугун вследствие относительно малой магнитной проницаемости не применяется.

В машинах постоянного тока массивное ярмо является одновременно также станиной, т. е. той частью, к которой крепятся другие неподвижные части машины и с помощью которой машина обычно крепится к фундаменту или другому основанию.

Сердечник якоря набирается из штампованных дисков (рис. 1-7, *а*) электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Диски насаживаются либо непосредственно на вал (при $D_a \leqslant 75$ см), либо набираются на якорную втулку ($D_a \geqslant 40$ см), которая надевается на вал.

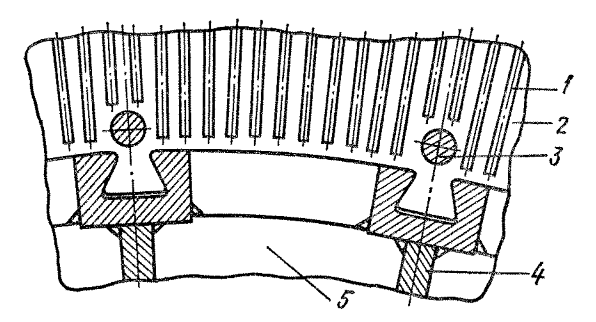


Рис. 1-8. Крепление сегментов стали якоря с помощью ласточкиных хвостов

1 — вентиляционные распорки; *2* — лист стали якоря; *3* — стяжной болт; *4* — ребро ступицы якоря; *5* — лист ступицы якоря

Сердечники якоря диаметром 100 см и выше составляются из штампованных сегментов (рис. 1-7, *б*) электротехнической стали. Сегменты набираются на корпус якоря, который изготовляется обычно из листового стального проката и с помощью втулки соединяется с валом. Для крепления к корпусу якоря сегменты отштамповываются с гнездами для ласточкиных хвостов либо с выступающими ласточкиными хвостами (рис. 1-8).

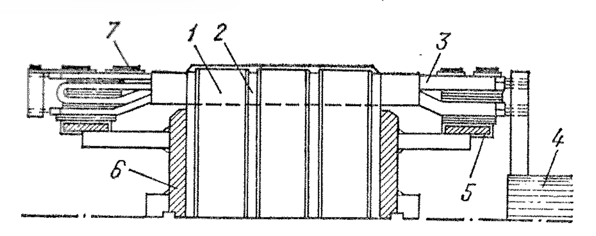


Рис. 1-9. Сердечник якоря с обмоткой

В сердечнике якоря в зависимости от выбранной системы вентиляции могут быть аксиальные или радиальные каналы. Аксиальные каналы образуются выштампованными в дисках сердечника отверстиями. Радиальные каналы создаются с помощью вентиляционных распорок или ветрениц, посредством которых сердечник якоря (рис. 1-9) подразделяется на отдельные пакеты *1* шириной

40—70 мм и каналы *2* между ними шириной около 5—10 мм. Ветреницы приклепываются или привариваются к крайним листам пакетов. Сердечник якоря крепится с помощью нажимных плит или фланцев *6*.

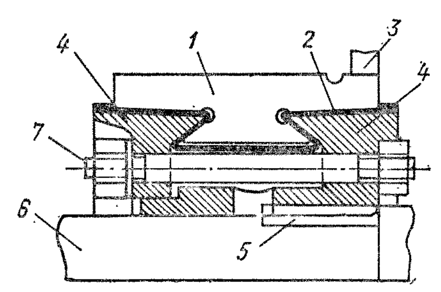


Рис. 1-10. Коллектор

В пазы на внешней поверхности якоря укладываются катушки обмотки якоря (см. гл. 3). Выступающие с каждой стороны из сердечника якоря (рис. 1-9) лобовые части обмотки *3* имеют вид цилиндрического кольца и своими внутренними поверхностями опираются на обмоткодержатели *5*, а по внешней поверхности крепятся проволочными бандажами *7*. Обмотка соединяется с коллектором *4*.

Воздушный зазор между полюсами и якорем в малых машинах менее 1 мм, а в крупных — до 1 см.

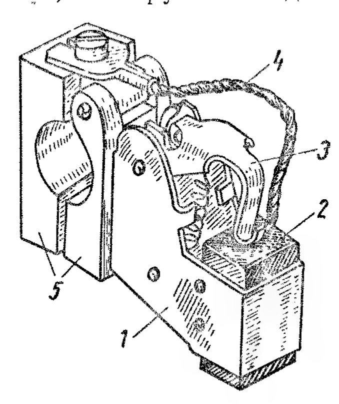


Рис. 1-11. Щеткодержатель со щеткой

1 — обойма щеткодержателя; *2* — щетка; *3* — нажимная пружина; *4* — токоведущий кабель; *5* — колодки для крепления к пальцу

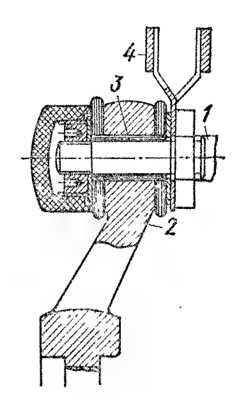


Рис. 1-12. Крепление щеточного пальца к траверсе

1 — палец; *2* — траверса; *3* — изоляция; *4* — токособирательная шина

Устройство коллектора машины небольшой мощности показано на рис. 1-10. Он состоит из медных пластин *1* толщиной 3—15 мм, изолированных друг от друга миканитовыми прокладками толщиной около 1 мм. Пластины имеют трапецеидальное сечение и вместе с прокладками составляют кольцо, которое скрепляется с помощью нажимных фланцев *4*, стянутых стяжными болтами *7*.

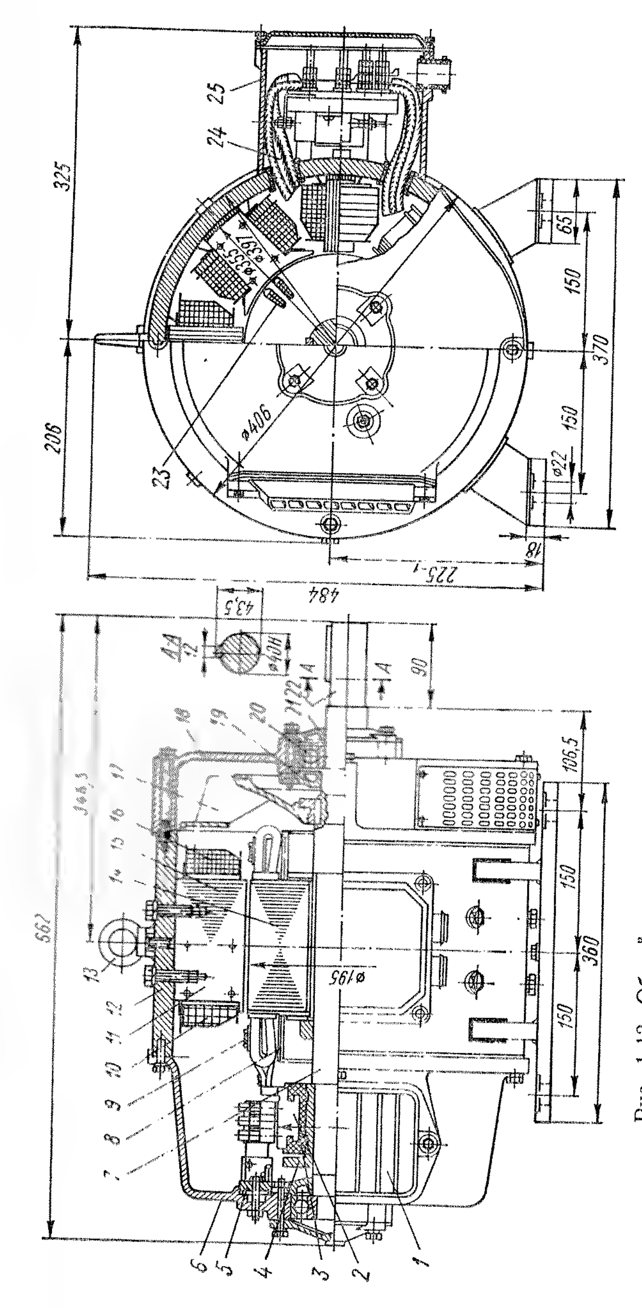


Рис. 1-13. Общий вид электродвигателя постоянного тока 14 кВт, 220 В, 1500 об/мин

1 — люковая крышка; *2* — коллекторная пластина; *3* — крепление коллектора пластмассой; *4* — кольцо для размещения корректирующих масс; *5* — траверса; *6* — передний подшипниковый щит; *7* — вал; *8* — обмоткодержатель; *9* — бандаж лобовых частей обмотки якоря; *10* — катушка добавочного полюса; *11* — сердечник добавочного полюса; *12* — станина; *13* — рым; *14* — сердечник якоря; *15* — сердечник главного полюса; *16* — катушка главного полюса; *17* — вентилятор; *18* — задний подшипниковый щит; *19* — задняя крышка подшипника; *20* — шариковый подшипник; *21* — передняя крышка подшипника; *22* — свободный конец вала; *23* — паз якоря; *24* — соединительные провода (выводы) от обмоток к доске выводов; *25* — коробка выводов

От нажимных фланцев пластины коллектора изолируются миканитовыми коллекторными манжетами *2*. Собранный коллектор крепится на валу *6* с помощью шпонки *5*. К каждой пластине коллектора присоединяются соединительные проводники — «петушки» *3* — от обмотки якоря.

Подобное в принципе устройство имеют коллекторы подавляющего большинства машин. В последнее время в малых машинах коллекторные пластины с миканитовыми прокладками часто запрессовываются в пластмассу.

Для отвода тока от вращающегося коллектора и подвода к нему тока применяется щеточный аппарат, который состоит из щеток,

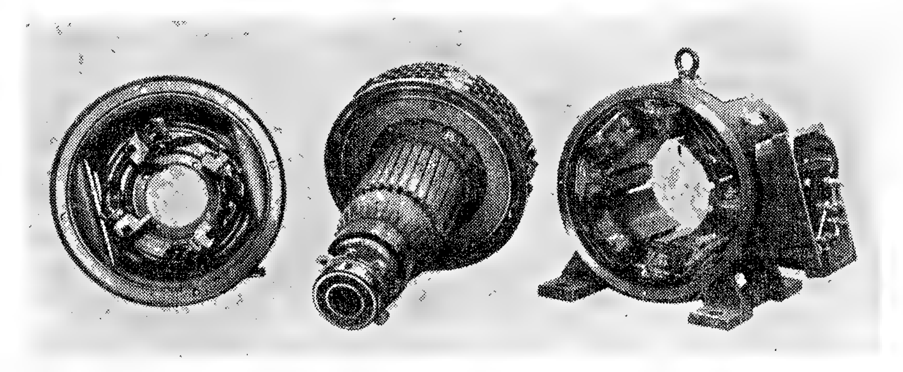


Рис. 1-14. Электродвигатель постоянного тока типа П52, 8 кВт, 220 В, 43 А, 1500 об/мин

щеткодержателей, щеточных пальцев, щеточной траверсы и токособирающих шин.

Одна из типичных конструкций щеткодержателя показана на рис. 1-11. Щеткодержатели укрепляются на щеточных пальцах. На каждом щеточном пальце обычно помещают несколько или целый ряд щеткодержателей со щетками, которые работают параллельно. Щеточные пальцы, число которых обычно равно числу главных полюсов, крепятся к щеточной траверсе (рис. 1-12) и электрически изолируются от нее. Траверса крепится к неподвижной части машины: в машинах малой и средней мощности — к втулке подшипникового щита, а в крупных машинах — к станине. Обычно предусматривается возможность поворота траверсы для установки щеток в правильное положение (см. гл. 3). Полярности щеточных пальцев чередуются, и все пальцы одной полярности соединяются между собой сборными шинами. Шины с помощью отводов соединяются с выводными зажимами или с другими обмотками машины.

Коллектор и щеточный аппарат являются весьма ответственными узлами машины, от конструкции и качества изготовления которых в большой степени зависит бесперебойная работа машины и надежность электрического контакта между коллектором и щетками.

На рис. 1-13 приведен чертеж, а на рис. 1-14 — фотография машины постоянного тока в разобранном виде.

Одноякорные машины постоянного тока строятся мощностью до 10 МВт и напряжением преимущественно до 1000 В. Для электрифицированных железных дорог выпускаются также машины напряжением до 1500 В. На напряжения свыше 1500 В машины постоянного тока изготовляются редко, так как с увеличением напряжения условия токосъема с коллектора ухудшаются.

В отдельных случаях (мощные ледоколы, приводы аэродинамических труб и пр.) требуются двигатели постоянного тока мощностью 15—30 МВт. В машинах с одним якорем получение таких мощностей невозможно, и поэтому строятся двух-, трех- и четырехъякорные машины, которые представляют собой многомашинные агрегаты с общим валом.

Глава вторая

МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

§ 2-1. Метод расчета магнитной цепи

Основным магнитным потоком Φ_δ называется поток в воздушном зазоре δ, приходящийся на один главный полюс машины. Значение Φ_δ определяет значение индуктируемой в обмотке якоря э. д. с.

При проектировании машины постоянного тока возникает необходимость определения зависимости Φ_δ от тока возбуждения полюсов. Эта задача решается путем расчета магнитной цепи машины при холостом ходе, когда ток якоря $I_a = 0$. Вследствие симметрии устройства машины и равенства потоков всех полюсов достаточно рассмотреть магнитную цепь одной пары полюсов.

Магнитная цепь машины изображена на рис. 2-1, причем для каждого полюса штриховой линией показана такая магнитная линия потока Φ_δ, длину которой можно считать средней для всех

магнитных линий. Магнитную цепь можно рассчитать на основе закона полного тока для средней магнитной линии (рис. 2-1):

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = \sum i, \tag{2-1}$$

где **H** — напряженность магнитного поля; $d\mathbf{l}$ — элемент длины магнитной линии; $\sum i$ — полный ток, охватываемый магнитной линией.

Точное вычисление линейного интеграла (2-1) на практике затруднительно. Поэтому магнитную цепь разбивают на участки: воздушный зазор (δ), зубцы якоря (h_z), спинку якоря (L_a), полюсы (h_m), ярмо ($L_я$) и заменяют интеграл суммой, предполагая, что на протяжении каждого участка H постоянна. Тогда вместо равенства (2-1) получим

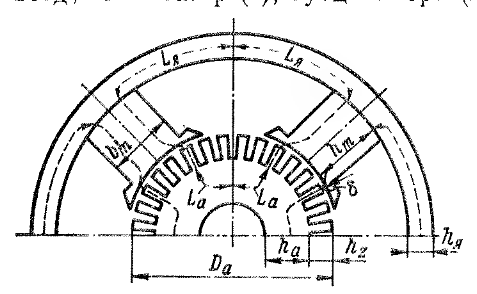


Рис. 2-1. Магнитная цепь машины постоянного тока

$$2H_\delta\delta + 2H_z h_z + 2H_a L_a + 2H_m h_m + 2H_я L_я = 2w_в i_в, \tag{2-2а}$$

где δ, h_z, L_a, h_m, $L_я$ — показанные на рис. 2-1 геометрические размеры, равные длинам отрезков средней магнитной линии; H_δ, H_z, H_a, H_m, $H_я$ — напряженности магнитного поля на соответствующих участках; $w_в$ — число витков обмотки возбуждения на полюс; $i_в$ — ток возбуждения.

Отдельные члены соотношения (2-2а) представляют собой намагничивающие силы (н. с.) отдельных участков магнитной цепи, а их сумма — полную н. с. машины на пару полюсов.

Так как для каждого участка магнитной цепи н. с. $F = Hl$, то вместо (2-2а) можно также написать

$$\boxed{2F_\delta + 2F_z + 2F_a + 2F_m + 2F_я = 2F_в = 2w_в i_в,} \tag{2-2б}$$

где $F_в$ — полная н. с. на один полюс.

При расчете магнитной цепи, исходя из заданного значения э. д. с. E_a и пропорциональной ей индукции в зазоре B_δ, определяют значения H на отдельных участках цепи, предполагая при этом, что поток распределяется равномерно по сечениям этих участков, и затем вычисляют сумму (2-2а) или (2-2б).

Подобный приближенный расчет дает достаточную для технических целей точность. Подробности расчета магнитной цепи рассматриваются ниже. При этом расчет ведется на один полюс, т. е. вычисляется половина суммы (2-2а) или (2-2б).

§ 2-2. Магнитное поле и н.с. воздушного зазора

Гладкий якорь. Наиболее сложный характер имеет магнитное поле в воздушном зазоре, на который приходится наибольшая часть полной н. с. (до 60—80%).

Предположим сначала, что пазы на поверхности якоря и радиальные вентиляционные каналы отсутствуют.

На рис. 2-2, *а* показан характер магнитного поля в зазоре вдоль окружности якоря, а на рис.2-2, *б* — кривая *1* распределения магнитной индукции B_δ на поверхности гладкого якоря на протяжении полюсного деления

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p},$$

где D_a — внешний диаметр якоря и $2p$ — число полюсов.

Для расчетных целей кривую *1* заменяют прямоугольником *2* (штриховая кривая на рис. 2-2, *б*) шириной b_δ и высотой, равной действительному значению индукции B_δ в средней части зазора. Площадь прямоугольника равна площади фигуры, ограниченной кривой *1* и осью абсцисс, что означает равенство потоков, соответствующих кривым *1* и *2*.

Величина b_δ называется расчетной полюсной дугой. Она отличается от реальной полюсной дуги b_n (рис. 2-2, *а*) на некоторое значение, зависящее от формы полюсного наконечника. Точное значение b_δ может быть установлено путем построения картины поля в зазоре графическим методом или путем расчета методом конформных отображений. Однако применение этих методов ввиду их большой трудоемкости каждый раз затруднительно, и поэтому пользуются приближенными соотношениями, установленными соответствующими расчетами для разных очертаний полюсных наконечников. При очертании наконечника, показанном на рис. 2-2, *а*,

$$b_\delta = b_n,$$

а при равномерном зазоре δ по всей ширине наконечника

$$b_\delta = b_n + 2\delta.$$

Величина

$$\alpha_\delta = b_\delta/\tau$$

называется **расчетным коэффициентом полюсной дуги**. Для машин с дополнительными полюсами $\alpha_\delta = 0,6 \div 0,75$, и для машин без дополнительных полюсов $\alpha_\delta = 0,70 \div 0,85$.

Длину якоря в осевом направлении l_a часто принимают на 5—10 мм больше длины полюсов l_m (рис. 2-3, *а*). При этом индукция на конце якоря ослабляется (рис. 2-3, *б*) и поток, входящий в торец якоря, уменьшается. В результате уменьшаются потери на вихревые

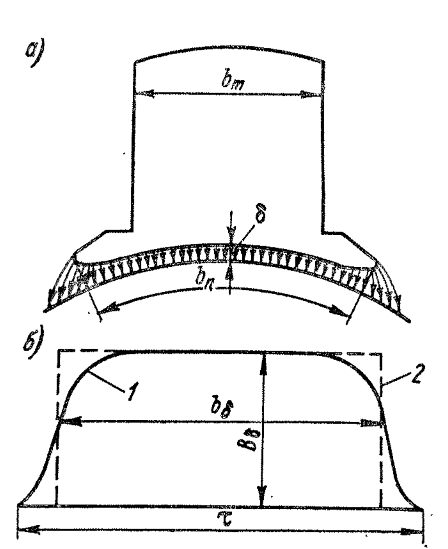


Рис. 2-2. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре при гладком якоре

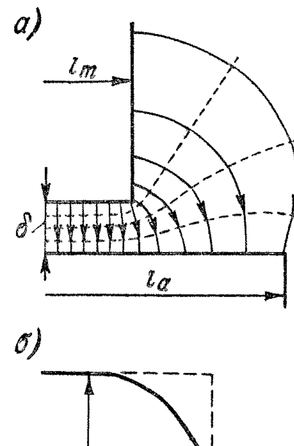


Рис. 2-3. Магнитное поле у края сердечника якоря

токи в нажимных фланцах и в сердечнике якоря от торцевого потока. **Расчетная длина якоря** в данном случае принимается равной

$$l_\delta = \frac{l_a + l_m}{2}. \qquad (2\text{-}3)$$

Таким образом, индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = \frac{\Phi_\delta}{b_\delta l_\delta} \qquad (2\text{-}4)$$

и н. с. воздушного зазора при гладком якоре

$$F_\delta = H_\delta \delta = \frac{B_\delta \delta}{\mu_0}. \qquad (2\text{-}5)$$

Учет влияния пазов и вентиляционных каналов. При наличии на якоре пазов поле над ними ослабляется (рис. 2-4, *а*) и кривая B_δ вдоль зазора принимает зубчатый вид (рис. 2-4, *б*). Формула (2-4) дает значение средней индукции в зазоре B_δ, в то время как в выражение (2-5) необходимо подставить теперь значение индукции против центра зубца $B_{\delta макс}$.

Отношение

$$k_{\delta 1} = B_{\delta макс}/B_\delta$$

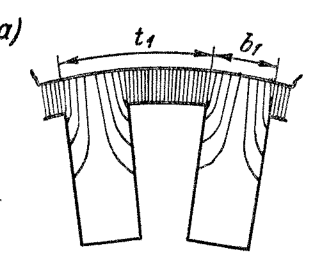
называется **коэффициентом воздушного зазора**, обусловленным зубчатостью якоря. Значение устанавливается на основе анализа поля в зазоре и пазах методом конформных отображений. Однако получаемые при этом соотношения весьма сложные, и на практике пользуются приближенным выражением

$$k_{\delta 1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta}, \qquad (2\text{-}6)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{(b_1/\delta)^2}{5 + b_1/\delta}; \qquad (2\text{-}7)$$

b_1 — ширина открытия паза у поверхности воздушного зазора, $t_1 = \pi D_a/Z$ — величина зубцового деления; Z — число зубцов якоря.



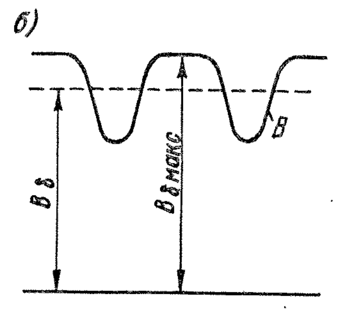


Рис. 2-4. Магнитное поле в воздушном зазоре при зубчатом якоре

Вместо выражения (2-6) иногда пользуются также более приближенными соотношениями. Обычно $k_{\delta 1} = 1,10 \div 1,35$.

Подставив в формулу (2-5) вместо B_δ значение $B_{\delta макс} = k_{\delta 1} B_\delta$, получим

$$F_\delta = \frac{k_{\delta 1} \delta B_\delta}{\mu_0}. \qquad (2\text{-}8)$$

Иногда пазы делают также в полюсных наконечниках, и в них размещается так называемая компенсационная обмотка (см. § 5-3). В этом случае по формулам вида (2-6) и (2-7) рассчитывается также коэффициент зазора для полюсов $k_{\delta 2}$, причем вместо t_1 и b_1 подставляется зубцовый шаг t_2 и величина открытия паза b_2 компенсационной обмотки.

При наличии радиальных вентиляционных каналов кривая поля вдоль зазора в осевом направлении также приобретает зуб-

чатый характер (рис. 2-5). При этом рассчитывается коэффициент зазора

$$k_{\delta 3}=\frac{b_{п.с}+b_{к}}{b_{п.с}+b_{к}-\gamma_3\delta}, \qquad (2\text{-}9)$$

где

$$\gamma_3=\frac{(b_{к}/\delta)^2}{5+b_{к}/\delta}; \qquad (2\text{-}10)$$

$b_{п.с}$ — ширина пакета стали и $b_{к}$ — ширина вентиляционного канала.

Заметим, что иногда влияние радиальных вентиляционных каналов учитывают более приближенно, принимая в выражении (2-3) l_a равным не полной длине сердечника якоря (рис. 2-5), а суммарной ширине пакетов плюс половина суммарной ширины каналов. Коэффициент $k_{\delta 3}$ при этом рассчитывать не надо. Отметим, что расчетное значение B_δ при этом будет несколько больше.

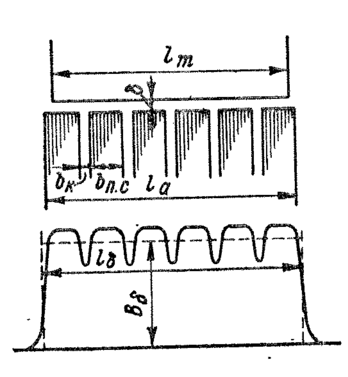


Рис. 2-5. Магнитное поле в воздушном зазоре в осевом направлении

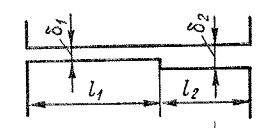


Рис. 2-6. Якорь с бандажными канавками

Учет влияния бандажных канавок. Когда обмотка якоря в пределах сердечника укрепляется бандажами, неравномерность зазора вызывается также канавками под эти бандажи. Однако учет этой неравномерности дополнительным коэффициентом зазора вида (2-6) не оправдан, так как этот коэффициент получен в предположении, что пазы и вентиляционные каналы глубоки, в то время как бандажные канавки неглубоки. Расчетные соотношения в этом случае можно получить следующим образом.

Если зазор в осевом направлении имеет ступенчатую форму (рис. 2-6), то относительная магнитная проводимость зазора на единицу длины дуги по окружности якоря

$$\lambda_{12}=l_1/\delta_1+l_2/\delta_2,$$

а в случае, когда $\delta_2=\delta_1$,

$$\lambda_1=\frac{l_1+l_2}{\delta_1}.$$

Отношение

$$k_{\delta 4}=\frac{\lambda_1}{\lambda_{12}}=\frac{(l_1+l_2)\,\delta_2}{l_1\delta_2+l_2\delta_1}$$

определяет коэффициент уменьшения проводимости или увеличения эквивалентного зазора в результате наличия ступени с увеличенным зазором δ_2. На основе этого соотношения коэффициент увеличения эквивалентного зазора под влиянием бандажей из немагнитного материала

$$k_{\delta 4}=1+\frac{n_б b_б h_б}{l_\delta(\delta_1+h_б)-n_б b_б h_б}, \qquad (2\text{-}11)$$

где $n_б$ — число бандажных канавок; $b_б$ — ширина бандажной канавки; $h_б$ — глубина бандажной канавки.

Когда бандажи изготовлены из магнитного материала, сечение бандажных канавок $n_б b_б h_б$ нужно уменьшить на общее сечение бандажных проволок или принять $k_{\delta 4}$ приближенно равным единице.

Заключение. Общий коэффициент воздушного зазора, как показывает анализ этого вопроса, можно рассчитать в виде произведения частичных коэффициентов зазора:

$$\boxed{k_\delta=k_{\delta 1}k_{\delta 2}k_{\delta 3}k_{\delta 4}.} \qquad (2\text{-}12)$$

Тогда вместо выражения (2-8) имеем

$$\boxed{F_\delta=\frac{k_\delta\,\delta B_\delta}{\mu_0}.} \qquad (2\text{-}13)$$

При этом B_δ по-прежнему определяется равенством (2-4). Величину

$$\delta'=k_\delta\delta$$

в выражении (2-13) можно назвать эквивалентным воздушным зазором. Значение k_δ [см. формулу (2-12)] в машинах постоянного тока изменяется в пределах $k_\delta=1,1\div1,8$.

В расчетной практике часто B_δ выражают в гауссах ($B_{\delta Гс}$), а δ — в сантиметрах ($\delta_{см}$). Переходя в выражении (2-13) от единиц СИ к указанным единицам, получаем

$$F_\delta=\frac{k_\delta\delta_{см}\cdot10^{-2}B_{\delta\,Гс}\cdot10^{-4}}{4\pi\cdot10^{-7}}=0{,}8k_\delta\delta_{см}B_{\delta\,Гс}. \qquad (2\text{-}14)$$

В некоторых случаях рассчитывают также н. с. на небольшой зазор (0,01 –0,03 см) между полюсами и ярмом, который неизбежно возникает по технологическим причинам.

§ 2-3. Магнитное поле и н.с. зубцовой зоны

Следующей по сложности магнитного поля и роли ее н. с. в полной н. с. магнитной цепи является зубцовая зона. Намагничивающую силу этой зоны с достаточной для практических целей точностью можно рассчитать следующим образом.

Рассмотрим сечение зубцовой зоны на некотором расстоянии x от корня зубца (рис. 2-7).

Поток на зубцовое деление

$$\Phi_t = B_\delta t_1 l_\delta. \quad (2\text{-}15)$$

Часть этого потока Φ_{zx} ответвляется в зубец, а остальная часть $\Phi_{\text{п}x}$ — в паз. Вследствие изменения геометрических соотношений и условий насыщения соотношение между Φ_{zx} и $\Phi_{\text{п}x}$ по высоте зубца также изменяется.

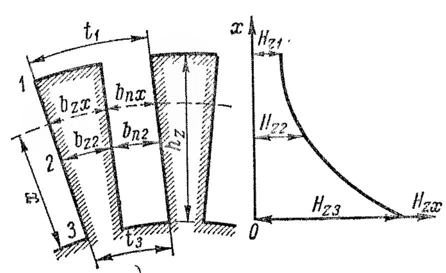


Рис. 2-7. Изменение напряженности магнитного поля вдоль зубца

Разделим равенство

$$\Phi_t = \Phi_{zx} + \Phi_{\text{п}x}$$

на сечение зубца S_{zx} на расстоянии x:

$$\frac{\Phi_t}{S_{zx}} = \frac{\Phi_{zx}}{S_{zx}} + \frac{\Phi_{\text{п}x}}{S_{\text{п}x}} \frac{S_{\text{п}x}}{S_{zx}}, \quad (2\text{-}16)$$

где $S_{\text{п}x}$ — площадь сечения паза на расстоянии x от корня зубца.

Левая часть равенства (2-16) представляет собой расчетную магнитную индукцию в зубце B'_{zx}, т. е. индукцию при $\Phi_{\text{п}x} = 0$. Первое слагаемое в правой части (2-16) выражает действительную индукцию в зубце B_{zx}, а вместо второго члена можно написать

$$B_{\text{п}x} \frac{S_{\text{п}x}}{S_{zx}} = \mu_0 H_{\text{п}x} k_{zx},$$

где $H_{\text{п}x}$ — напряженность магнитного поля в пазу, а

$$k_{zx} = \frac{S_{\text{п}x}}{S_{zx}} = \frac{S_{tx} - S_{zx}}{S_{zx}} = \frac{S_{tx}}{S_{zx}} - 1$$

—зубцовый коэффициент, зависящий только от геометрических размеров зубцовой зоны в данном сечении.

С достаточной для практических расчетов точностью можно принять, что цилиндрические поверхности $x = \text{const}$ на рис. 2-7 являются поверхностями уровня магнитного потенциала, которые

пересекаются линиями магнитной индукции под прямым углом. Тогда $H_{zx} = H_{\text{п}x}$ и вместо (2-16) получим

$$B'_{zx} = B_{zx} + \mu_0 H_{zx} k_{zx}. \quad (2\text{-}17)$$

Так как B'_z и k_{xz} при заданных Φ_δ и геометрических размерах легко рассчитываются, то с помощью выражения (2-17) и заданной в графической форме кривой намагничивания материала зубцов (рис. 2-8, кривая *1*) можно определить две неизвестные величины: B_{zx} и H_{zx}. Для этого построим кривую *2* (рис. 2-8), прибавив к ординатам кривой *1* значения $\mu_0 H_{zx} k_{zx}$. Тогда, определив на кривой *2* точку с $B'_z = B'_{zx}$, найдем соответствующие этой точке величины $B_{zx} = B_z$ и $H_{zx} = H_z$.

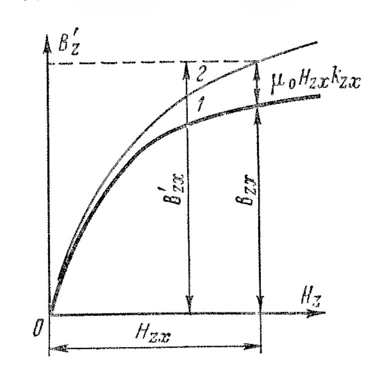


Рис. 2-8. Определение B_z и H_z

Если провести такой расчет для ряда сечений зубцовой зоны, то можно построить кривую $H_{zx} = f(x)$ (рис. 2-7) и определить н. с. зубцовой зоны:

$$F_z = \int_0^{h_z} H_{zx}\, dx.$$

При практических расчетах этот интеграл вычисляют приближенно, пользуясь формулой Симпсона. Тогда

$$\boxed{F_z = H_z h_z,} \quad (2\text{-}18)$$

где

$$\boxed{H_z = \frac{H_{z1} + 4H_{z2} + H_{z3}}{6},} \quad (2\text{-}19)$$

а H_{z1}, H_{z2}, H_{z3} определяют указанным выше образом для трех сечений зубцовой зоны: верхнего *1*, среднего *2* и нижнего *3* (рис. 2-7). При этом пользуются серией кривых, построенных для разных значений k_{zx} (рис. 2-9), и выбирают из них соответствующие данным значениям k_{z1}, k_{z2}, k_{z3}, которые определяют по формуле

$$k_{zi} = k_{zx} + 1 = \frac{t_i l_\delta}{b_{zi} l_c k_c}, \quad (2\text{-}20)$$

в то время как значения B'_{z1}, B'_{z2}, B'_{z3} вычисляют по формуле

$$B'_{zi} = \frac{t_1 l_\delta}{b_{zi} l_c k_c} B_\delta \quad (i = 1,\ 2,\ 3). \quad (2\text{-}21)$$

В соотношениях (2-20) и (2-21) величина

$$l_c = l_a - n_к b_к$$

представляет собой суммарную длину пакетов стали и k_c — коэффициент заполнения стали (см. § В-4).

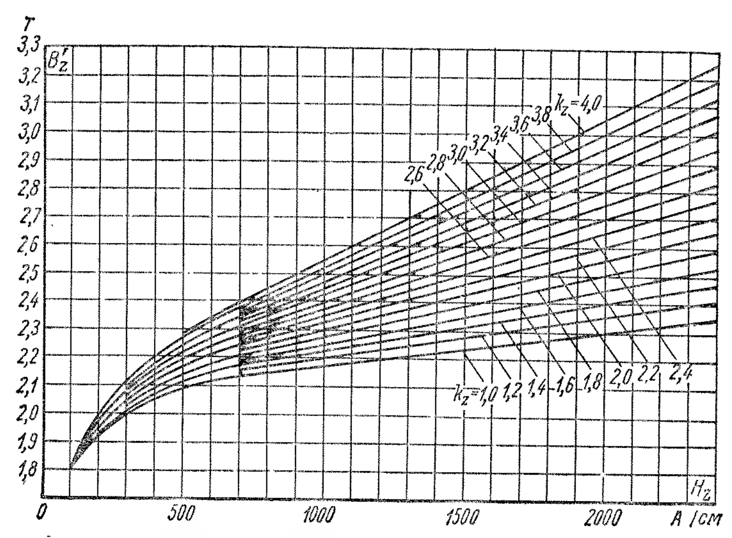


Рис. 2-9. Кривые для определения B_z и H_z в зубцах из листовой электротехнической стали марок 1211, 1212, 1311

В некоторых случаях для упрощения расчетов описанным методом определяют значение $H_{z1/3}$ на расстоянии одной трети высоты зубца от его корня. При этом

$$F_z = H_{z1/3} h_z. \tag{2-22}$$

Если $B'_z < 1{,}8$ Т, то зубец не насыщен и в паз ответвляется незначительная часть потока. Поэтому в данном случае можно пользоваться основной кривой намагничивания (кривая $k_z = 1{,}0$ на рис. 2-9 и кривые рис. В-1).

§ 2-4. Намагничивающие силы сердечника якоря, полюсов и ярма

Намагничивающие силы сердечника якоря, полюсов и ярма относительно малы и могут рассчитываться более приближенно.

Поток Φ_δ разветвляется в спинке сердечника якоря на две части (см. рис. 2-1), и средняя индукция в спинке

$$B_a = \frac{\Phi_\delta}{2 l_c h_a k_c}. \tag{2-23}$$

При наличии аксиальных вентиляционных каналов диаметром $d_{вент}$ значение h_a в этой формуле уменьшают на $^2/_3\, d_{вент}$.

Индукция по сечению спинки якоря, а также вдоль магнитной линии на рис. 2-1 несколько изменяется. Однако н. с. сердечника якоря относительно мала. Поэтому можно определить по кривым намагничивания значение H_a, соответствующее B_a [см. формулу (2-23)], и положить

$$\boxed{F_a = H_a L_a.} \tag{2-24}$$

Значение L_a можно вычислить приближенно по следующей формуле (рис. 2-1):

$$L_a = \frac{\pi (D_a - 2h_z - h_a)}{4p} + \frac{h_a}{2}. \tag{2-25}$$

При расчете н. с. полюса и ярма необходимо учесть, что обмотка возбуждения создает, кроме потока Φ_δ, также поток рассеяния Φ_σ, который охватывает обмотку возбуждения и проходит, минуя воздушный зазор между полюсными наконечниками и якорем, через сердечники полюсов и ярмо (рис. 2-10).

Величина

$$\sigma = \frac{\Phi_\delta + \Phi_\sigma}{\Phi_\delta} = 1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi_\delta} \tag{2-26}$$

называется **коэффициентом рассеяния полюсов** и может быть рассчитана по приближенным формулам [30, 40, 41], которые здесь не приводятся. В машинах постоянного тока обычно $\sigma = 1{,}10 \div 1{,}25$, причем бо́льшие значения относятся к многополюсным машинам с дополнительными полюсами, а меньшие — к машинам без дополнительных полюсов.

При известном значении σ определяется индукция в сердечниках главных полюсов (см. рис. 2-1, 2-5):

$$B_m = \frac{\sigma \Phi_\delta}{l_m b_m k_c}. \tag{2-27}$$

При неизолированных листах сердечника полюса $k_c \approx 0{,}95$.

Из кривых намагничивания по B_m находятся H_m и н. с. полюса

$$\boxed{F_m = H_m h_m.} \tag{2-28}$$

Индукция в ярме

$$B_я = \frac{\sigma \Phi_\delta}{2 l_я h_я}, \tag{2-29}$$

где $l_я$ — длина ярма в осевом направлении.

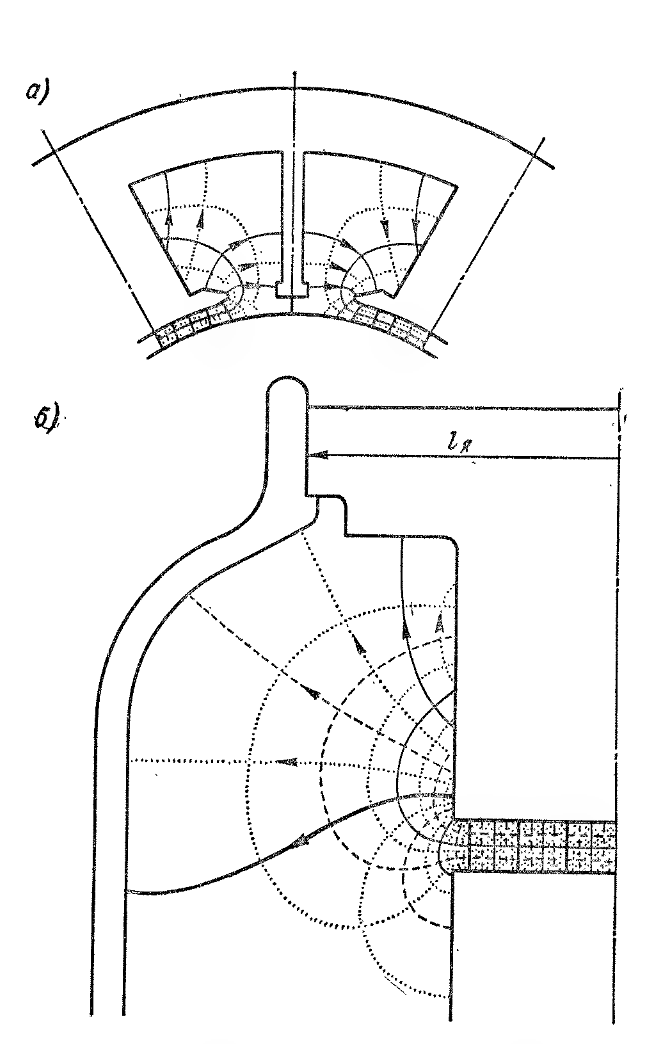


Рис. 2-10. Поток рассеяния обмотки возбуждения между полюсами (*а*) и в торцевой области (*б*)

Определив по $B_я$ значение $H_я$, находим

$$F_я = H_я L_я. \tag{2-30}$$

Длину средней магнитной линии в ярме можно вычислить по приближенной формуле (см. рис. 2-1)

$$L_я = \frac{\pi [D_a + 2(\delta + h_m) + h_я]}{4p} + \frac{h_я}{2}, \tag{2-31}$$

где $h_я$ — высота (толщина) ярма.

Выше предполагалось, что пазы в полюсных наконечниках отсутствуют. При наличии таких пазов рассчитывается также н. с. для зубцового слоя полюсных наконечников, а h_m в выражении (2-28) соответственно уменьшается.

§ 2-5. Полная намагничивающая сила и магнитная характеристика машины

Сложив вычисленные н. с. участков магнитной цепи, получим н. с. машины на один полюс:

$$F_в = F_\delta + F_z + F_a + F_m + F_я, \tag{2-32}$$

причем

$$F_в = w_в i_в. \tag{2-33}$$

Если повторить расчет $F_в$ для ряда значений основного потока Φ_δ, то можно построить (рис. 2-11, кривая *1*) зависимости $\Phi_\delta = f(F_в)$ или $\Phi_\delta = f(i_в)$, которые отличаются только масштабом по оси абсцисс. Такие зависимости называются **кривыми намагничивания** или **магнитными характеристиками машины**.

Начальная, прямолинейная, часть магнитной характеристики соответствует ненасыщенному состоянию магнитной цепи, когда н. с. ферромагнитных участков этой цепи весьма малы по сравнению с F_δ. Поэтому, если провести касательную *2* к начальной части кривой *1* рис. 2-11, то она представит собой зависимость $\Phi_\delta = f(F_\delta)$. Разность абсцисс кривой *1* и прямой *2* равна сумме н. с. ферромагнитных участков магнитной цепи.

Степень насыщения магнитной цепи характеризуется **коэффициентом насыщения**

$$k_\mu = \frac{F_в}{F_\delta} = 1 + \frac{F_z + F_a + F_m + F_я}{F_\delta}, \tag{2-34}$$

который можно определить также по магнитной характеристике машины (рис. 2-11):

$$k_\mu = \frac{AC}{AB} = 1 + \frac{BC}{AB}.$$

Строить машину с ненасыщенной магнитной цепью невыгодно, так как при этом материалы будут недоиспользованы и машина получится тяжелой. Нецелесообразно также строить машину с чрезвычайно насыщенной магнитной цепью, так как в этом случае $F_в$ велико и необходимо выполнить мощную обмотку возбуждения с большим расходом меди или алюминия и с большими потерями мощности на возбуждение. По этим причинам электрические машины изготовляются с умеренным насыщением при номинальном режиме. При этом рабочая точка лежит несколько выше колена магнитной характеристики (около точки C на рис. 2-11). Обычно при номинальном магнитном потоке $k_\mu = 1{,}20 \div 1{,}35$, а в некоторых случаях $k_\mu = 1{,}7 \div 2{,}0$.

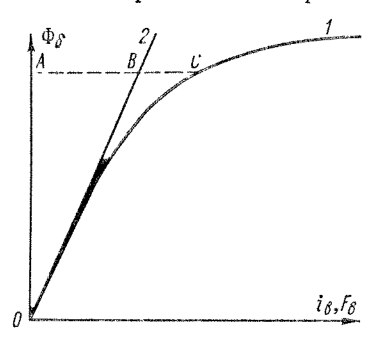


Рис. 2-11. Магнитная характеристика машины

При проектировании машины сечения участков магнитной цепи выбираются обычно таким образом, чтобы при номинальном режиме значения индукции находились в пределах, указанных в табл. 2-1. В последнее время для изготовления полюсов применяется также холоднокатаная электротехническая сталь. При этом в полюсах допускается $B_m = 1{,}8$ Т. Плотность тока в медной обмотке возбуждения обычно находится в пределах 2,0—3,5 А/мм², а в алюминиевых обмотках примерно на 20% меньше.

Таблица 2-1

Значения индукции в машинах постоянного тока

Участок магнитной цепи	Значения индукции, Т
Сердечник якоря	1,0 –1,5
Зубцы якоря в наименьшем сечении	1,8—2,5
Полюс	1,2 –1,6
Ярмо станины:	
а) стальное литье и стальной прокат	1,1—1,2
б) чугунное литье	0,5—0,7
Воздушный зазор	0,5—1,0

Для ориентировки во встречающихся соотношениях приведем сводные значения данных расчета магнитной цепи двигателя постоянного тока на 14 кВт, 220 В, 1000 об/мин, имеющего геометрические размеры: $D_a = 24{,}5$ см; $l_a = 12{,}5$ см; $\delta = 0{,}22$ см. Для этого двигателя при номинальном потоке н. с. на один полюс равны: $F_\delta = 1720$ А, $F_z = 350$ А, $F_a = 35$ А, $F_m = 110$ А, $F_я = 230$ А и $F_в = 2445$ А. При этом $k_\mu = 1{,}42$.

Отметим, что иногда расчет магнитной цепи ведут на два полюса.

Глава третья

ЯКОРНЫЕ ОБМОТКИ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 3-1. Общие сведения о якорных обмотках машин постоянного тока

Устройство обмоток

Обмотка якоря является важнейшим элементом машины и должна удовлетворять следующим требованиям:

1) обмотка должна быть рассчитана на заданные значения напряжения и тока нагрузки, соответствующие номинальной мощности;

2) обмотка должна иметь необходимую электрическую, механическую и термическую прочность, обеспечивающую достаточно продолжительный срок службы машины (до 15—20 лет);

3) конструкция обмотки должна обеспечить удовлетворительные условия токосъема с коллектора, без вредного искрения;

4) расход материала при заданных эксплуатационных показателях (к. п. д. и др.) должен быть минимальным;

5) технология изготовления обмотки должна быть по возможности простой.

В современных машинах постоянного тока якорная обмотка укладывается в пазах на внешней поверхности якоря. Такие обмотки называются б а р а б а н н ы м и. Обмотки якорей подразделяются на п е т л е в ы е и в о л н о в ы е. Существуют также обмотки, которые представляют собой сочетание этих двух обмоток.

Основным элементом каждой обмотки якоря является с е к ц и я, которая состоит из одного или некоторого числа последовательно соединенных витков и присоединена своими концами к коллекторным пластинам (рис. 3-1, 3-2).

В обмотке обычно все секции имеют одинаковое число витков. На схемах обмоток секции для простоты изображаются всегда одновитковыми.

Для удобного расположения выходящих из пазов лобовых частей (см. рис. 1-9) обмотки якоря выполняются двухслойными. При этом в каждом пазу секции располагаются в два слоя (рис. 3-3): одна сторона каждой секции — в верхнем слое одного паза, а другая — в нижнем слое другого паза. На схемах обмоток стороны секций, находящиеся в верхнем слое, будем изображать сплошными линиями, а стороны, расположенные в нижнем слое, — штриховыми линиями (рис. 3-4). Однослойные якорные обмотки по принципу устройства не отличаются от двухслойных и применяются только при $P_н < 0,5$ кВт.

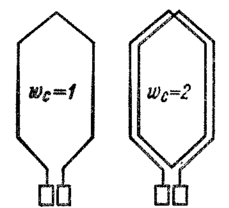


Рис. 3-1. Одновитковая и двухвитковая секции петлевой обмотки

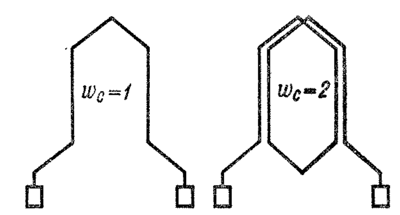


Рис. 3-2. Одновитковая и двухвитковая секции волновой обмотки

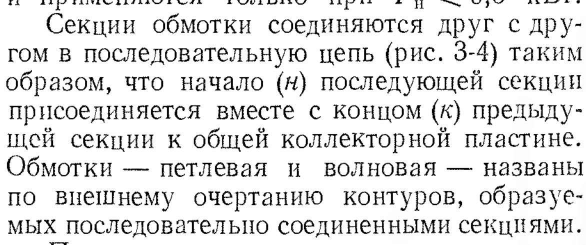


Рис. 3-3. Укладка обмотки в пазу

1 — сторона секции верхнего слоя; *2* — сторона секции нижнего слоя

Секции обмотки соединяются друг с другом в последовательную цепь (рис. 3-4) таким образом, что начало (*н*) последующей секции присоединяется вместе с концом (*к*) предыдущей секции к общей коллекторной пластине. Обмотки — петлевая и волновая — названы по внешнему очертанию контуров, образуемых последовательно соединенными секциями.

Поскольку каждая секция имеет два конца и к каждой коллекторной пластине присоединены также два конца секций, то общее число пластин коллектора K равно числу секций обмотки S:

$$K = S. \qquad (3\text{-}1)$$

В простейшем случае в пазу находятся две секционные стороны: одна в верхнем и другая в нижнем слое. При этом число пазов якоря $Z = S = K$. Однако для уменьшения пульсаций выпрямленного тока и напряжения, а также во избежание возникновения чрезмерно большого напряжения между соседними коллекторными пластинами число пластин должно быть достаточно большим. Обычно при $U_н = 110 \div 220$ В

$$K/2p = 12 \div 35.$$

С другой стороны, изготовление якорей с большим числом пазов нецелесообразно, так как при этом пазы будут узкими, значительная часть их площади будет занята изоляцией секций от корпуса, для проводников останется мало места и в итоге получится проигрыш в мощности машины. Кроме того, большой расход изоляционных материалов и увеличение штамповочных работ вызовут удорожание машины, а мелкие зубцы будут непрочными.

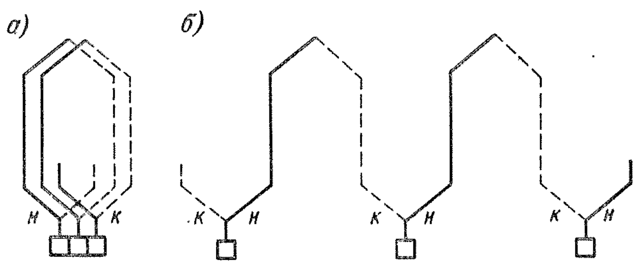


Рис. 3-4. Соединение секций петлевой (*а*) и волновой (*б*) обмоток

По этим причинам обычно в каждом слое паза располагают рядом несколько ($u_п = 2, 3, 4, 5$) секционных сторон (на рис. 3-3 $u_п = 3$). При этом

$$K = S = u_п Z. \qquad (3\text{-}2)$$

В этом случае говорят, что в каждом реальном пазу имеется $u_п$ элементарных пазов, так что в каждом слое элементарного паза имеется одна секционная сторона. Очевидно, что общее число элементарных пазов якоря

$$Z_э = u_п Z = S = K. \qquad (3\text{-}3)$$

Когда $u_п > 1$, либо все секции имеют равную ширину (рис. 3-5, *а*), либо же часть секций имеет меньшую, а часть — бо́льшую ширину (рис. 3-5, *б*). В первом случае обмотка называется равносекционной, а во втором — ступенчатой. При ступенчатой обмотке условия токосъема с коллектора улучшаются (см. § 6-6), однако эта обмотка сложнее и дороже и поэтому применяется реже, притом только в машинах большой мощности ($P_н \approx 500$ кВт и выше).

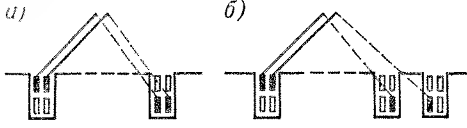


Рис. 3-5. Укладка секций равносекционной (*а*) и ступенчатой (*б*) обмоток при $u_п = 2$

В равносекционных обмотках $u_п$ секций, стороны которых лежат рядом в общих пазах, объединяются в катушку (рис. 3-6) и имеют

общую изоляцию от стенок паза. Одновитковые секции при больших токах изготовляются из стержней, концы которых на противоположной от коллектора стороне якоря запаиваются с помощью хомутиков после укладки в пазы. Стержни $u_п$ секций объединяются в полукатушку (рис. 3-7). Секции ступенчатой обмотки являются всегда стержневыми.

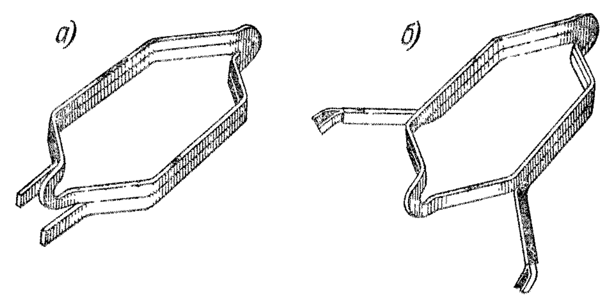


Рис. 3-6. Катушки петлевой (*а*) и волновой (*б*) обмоток

На рис. 3-8 приведены примеры выполнения изоляции пазовой части обмотки.

В машинах малой мощности, когда ток параллельной ветви не превышает 60—75 А, катушки изготовляются из круглых изолированных проводников. В этом случае пазы делают трапециевидными (рис. 3-8, *а*), чтобы получить зубцы с неизменным по высоте сечением и тем самым избежать сильного насыщения корня зубца.

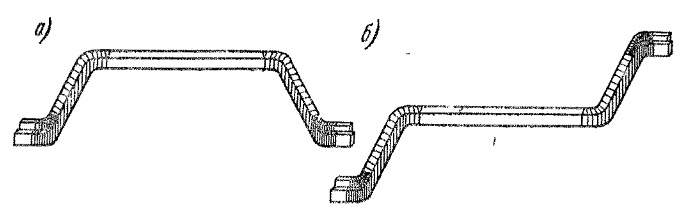


Рис. 3-7. Полукатушки петлевой (*в*) и волновой (*б*) обмоток

Проводники катушки при этом опускаются в паз по одному через узкую щель открытия паза. Такие пазы называются полузакрытыми, и изоляция таких обмоток чаще всего выполняется класса А или Е.

В случае применения проводников прямоугольного сечения паз также выполняется прямоугольным (рис. 3-8, *б*). Такие обмотки изготовляются с различными классами изоляции. При изоляции классов А и Е проводники обмотки могут также опускаться в паз по одному, и тогда ширина открытия паза равна примерно половине ширины паза. Такие пазы называются полуоткрытыми. При изоляции классов В, F и H заранее полностью изолированные катушки укладываются в полностью открытые пазы (рис. 3-8, *б*).

При $D_a \leq 40$ см и $v_a \leq 35$ м/с обмотки в пазах укрепляются с помощью проволочных бандажей или бандажей из стеклоленты, пропитанной лаком. Во всех остальных случаях применяются клинья из твердых пород дерева (бук и др.), гетинакса, текстолита, стеклотекстолита и др.

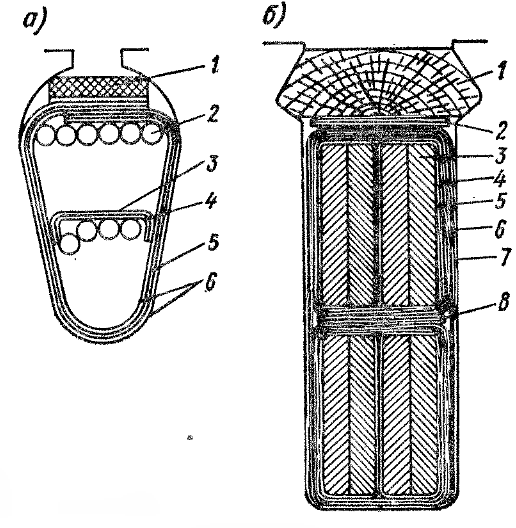


Рис. 3-8. Пазовая изоляция класса А:
а — полузакрытый паз

1 — клин гетинаксовый; *2* — изолированные проводники; *3* — прокладка из стеклолакоткани 0,18 мм; *4* — прокладка из электрокартона 0,2 мм; *5* — стекло[illegible] 0,16 мм; *6* — электрокартон 0,2 мм

б — открытый паз

1 — клин деревянный; *2* — прокладка из электрокартона; *3* — изолированный проводник; *4* — микалента или синтетическая лента 0,13 мм; *5* — микафолий или синтетическая пленка 0,15 мм; *6* — телефонная бумага; *7* — электрокартон 0,2 мм; *8* — прокладка из электрокартона

Плотность тока в проводниках обмотки якоря при номинальной нагрузке находится в пределах 4—10 А/мм². Меньшая цифра относится к крупным машинам, бо́льшая — к малым.

Условия симметрии обмоток. В современных якорных обмотках соединенные последовательно друг с другом секции образуют замкнутую на себя цепь. Такую обмотку можно изобразить схематически в виде замкнутой спирали (рис. 3-9), по поверхности которой скользят щетки. В изображенном на рис. 3-9 простейшем случае обмотка имеет одну пару ($a = 1$) параллельных ветвей. В общем случае $a = 1, 2, 3...$, и тогда машину можно рассматривать состоящей из a параллельно работающих элементарных машин, каждая из которых имеет две параллельные ветви.

Для обеспечения наилучших условий работы машины необходимо, чтобы э. д. с. E_a всех ветвей обмотки и их сопротивления были равны. В этом случае токи всех параллельных ветвей i_a также будут равны:

$$i_a = \frac{I_a}{2a}. \qquad (3\text{-}4)$$

Для удовлетворения этих условий необходимо, во-первых, чтобы магнитная цепь была симметричной по устройству и потоки всех полюсов были равны, во-вторых, чтобы все пары параллельных ветвей обмотки были эквивалентны, т. е. чтобы они располагались в магнитном поле идентичным образом. Обмотка, удовлетворяющая этим требованиям, называется симметричной.

При нарушении указанных требований разные ветви обмотки будут нагружаться различными по значению токами, что может вызвать нарушение работы щеточных контактов, а кроме того, возрастут также потери в обмотке.

Рис. 3-9. Цепь простейшей якорной обмотки

Чтобы обмотка была симметричной, на каждую пару параллельных ветвей должно приходиться одинаковое целое число (ц. ч.) секций и коллекторных пластин:

$$\frac{Z_э}{a} = \frac{S}{a} = \frac{K}{a} = \text{ц. ч.} \qquad (3\text{-}5)$$

Для симметричного расположения параллельных ветвей в магнитном поле необходимо, чтобы

$$Z/a = \text{ц. ч.} \qquad (3\text{-}6)$$

$$2p/a = \text{ц. ч.} \qquad (3\text{-}7)$$

Соотношения (3-5), (3-6) и (3-7) представляют собой условия симметрии обмоток, и последние проектируются с их учетом. Однако в отдельных случаях допускаются определенные, не слишком большие отступления от этих требований, не вызывающие заметного ухудшения условий работы машины.

§ 3-2. Э. д. с. секций

Шаг секции. В дальнейшем будем представлять себе, что якорь разрезан по осевой плоскости и выпрямлен так, что пазы и обмотка якоря лежат в одной плоскости. Кроме того, будем предполагать, что такой развернутый якорь будет двигаться относительно неподвижных полюсов справа налево (рис. 3-10, *а*), а полюсы находятся над плоскостью чертежа. При этом э. д. с. в проводниках обмотки будут направлены под северными полюсами вниз, а под южными — вверх.

Индуктируемая в секции э. д. с. максимальна, если ширина секции (или первый частичный шаг обмотки y_1) равна полюсному делению τ, так как при этом максимальное потокосцепление секции определяется полным потоком полюса в воздушном зазоре (рис. 3-10). В данном случае при любом положении вращающегося якоря стороны секции находятся под разноименными полюсами и в них индуктируются э. д. с. противоположных направлений, которые по контуру секции складываются.

Тем не менее, обычно обмотка выполняется с y_1, несколько отличающимся от τ, так как при этом э. д. с. существенным образом не изменяется, а условия токосъема с коллектора улучшаются (см. § 6-6). При $y_1 = \tau$ шаг называется **полным** или **диаметральным**, при $y_1 > \tau$ — **удлиненным**, а при $y_1 < \tau$ — **укороченным**. Выполнения обмоток с удлиненным шагом обычно избегают, так как за счет удлинения лобовых частей в петлевых обмотках несколько увеличивается расход меди.

Рис. 3-10. Секции с полным шагом

Шаг секции обычно определяется по элементарным пазам:

$$y_1 = \frac{Z_э}{2p} \pm \varepsilon, \qquad (3\text{-}8)$$

где ε представляет собой такую дробь, при которой y_1 будет целым числом. При $\varepsilon = 0$ шаг является полным.

Шаг секции может быть также выражен в пазовых или зубцовых делениях

$$y_{1z} = \frac{Z}{2p} \pm \varepsilon_z. \qquad (3\text{-}9)$$

При этом $y_{1z} = y_1/u_п$, $\varepsilon_z = \varepsilon/u_п$. Очевидно, что для равносекционной обмотки y_{1z} есть целое число.

Звезда э. д. с. В секциях и во всей обмотке индуктируются переменные э. д. с. Как известно, синусоидальные э. д. с. могут быть изображены на векторных диаграммах в виде векторов. Для изучения свойств якорных обмоток машин постоянного тока также

целесообразно пользоваться подобными векторными диаграммами. Однако при этом ввиду несинусоидальной формы э. д. с. проводников, витков и секций обмотки якоря необходимо рассматривать только основные гармоники этих э. д. с., т. е. первую гармонику кривой вида рис. 1-4, *а*.

В кривой поля под полюсами B_δ (рис. 3-10, *б*) можно выделить первую, или основную, гармонику $B_{\delta 1}$, период которой будет равен двойному полюсному делению 2τ. Таким образом, в электромагнитном отношении дуга окружности машины, соответствующая 2τ, равна 360 градусам, которые называются электрическими (360° эл.).

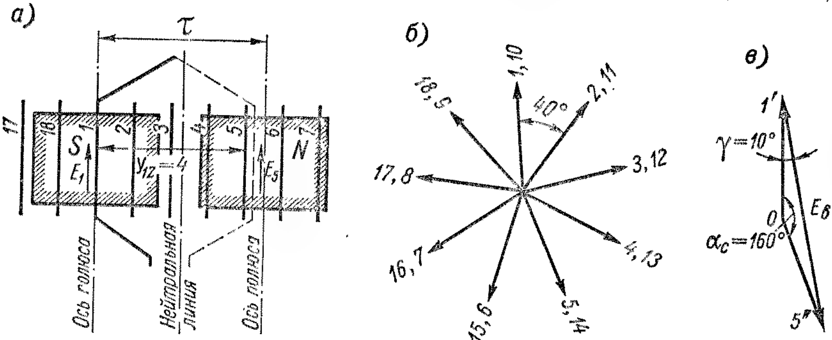


Рис. 3-11. Схема (*а*), звезда э. д. с. пазов (*б*) и векторная диаграмма э. д. с. секции $1'$—$5''$ (*в*) обмотки с $Z = Z_э = 18$, $2p = 4$.

Очевидно, что полная окружность якоря, или геометрический угол 360°, соответствует электрическому углу $p \cdot 360°$ эл.

Различные пазы якоря располагаются относительно основной гармоники поля полюсов различным образом, и поэтому основные гармоники э. д. с. проводников различных пазов будут сдвинуты по фазе. Угол сдвига между э. д. с. проводников соседних пазов

$$\alpha = \frac{p \cdot 360°}{Z}. \qquad (3\text{-}10)$$

Если вычертить векторы э. д. с. проводников всех пазов, то получим звезду пазовых э. д. с. На рис. 3-11, *б* изображена такая звезда при $2p = 4$ и $Z = 18$, когда

$$\alpha = \frac{2 \cdot 360°}{18} = 40°.$$

Векторы рис. 3-11, *б* вращаются с угловой скоростью

$$\omega = 2\pi f = 2\pi p n$$

против часовой стрелки, и их проекции на неподвижную ось времени равны мгновенным значениям э. д. с. Обычно ось времени

направлена вертикально вверх, и тогда в момент времени, изображенный на рис. 3-11, *а*, э. д. с. проводников пазов *1* и *10* имеют максимальное положительное значение.

Звезда пазовых э. д. с. имеет Z векторов, но отдельные векторы могут совпадать по фазе, и число лучей поэтому может быть меньше Z, так как при построении звезды и обходе векторов э. д. с. всех пазов совершается p полных оборотов. Если, например, Z/p = ц. ч., то и число лучей равно этой величине, и диаграмма состоит из p совпадающих или накладывающихся друг на друга звезд.

Э. д. с. проводников витка или проводников двух сторон секции сдвинуты на угол

$$\alpha_c = y_{1z}\alpha,$$

который на основании выражений (3-8) и (3-10) составляет

$$\alpha_c = 180° \pm \frac{\varepsilon_z \cdot 360° p}{Z}. \qquad (3\text{-}11)$$

При $\varepsilon_z = 0$, т. е. при полном шаге, векторы этих э. д. с. сдвинуты на 180°.

При $Z = 18$ и $2p = 4$, что соответствует рис. 3-11, *а*, шаг секций по формуле (3-8) будет

$$y_{1z} = \frac{18}{4} \pm \frac{1}{2} = 4\frac{1}{2} \pm \frac{1}{2},$$

т. е. можно взять $y_{1z} = 5$ или $y_{1z} = 4$. Возьмем $y_{1z} = 4$ (рис. 3-11, *а*), тогда по формуле (3-11)

$$\alpha_c = 180° - \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot 360°}{18} = 180° - 20° = 160°$$

или

$$\alpha_c = y_{1z}\alpha = 4 \cdot 40° = 160°$$

и векторы э.д.с. проводников секции, находящейся в пазах *1* и $1+4=5$, будут взаимно расположены так, как показано на рис. 3-11, *в*.

На рис. 3-11, *в*, а также на всех последующих рисунках с одним штрихом обозначены векторы сторон секций, лежащих в верхнем слое паза, а с двумя штрихами — векторы сторон в нижнем слое.

При построении звезды (рис. 3-11, *б*) для э. д. с. проводников всех пазов было принято одинаковое положительное направление (например, снизу вверх на рис. 3-10, *а*). Поэтому по контуру витка э. д. с. двух его составляющих проводников вычитаются, и для случая, показанного на рис. 3-11, *в*, э. д. с. витка $E_в$ равна разности векторов $1'$ и $5''$. В другом масштабе вектор $E_в$ на рис. 3-11, *в* представляет собой также э. д. с. секции $E_с$.

Будем присваивать секции номер того паза, в котором она лежит своей верхней стороной.

Очевидно, что векторы э. д. с. двух секций, лежащих в соседних пазах, сдвинуты относительно друг друга на такой же угол α, как и э. д. с. проводников двух соседних пазов. Поэтому звезда э. д. с. секций аналогична звезде пазовых э. д. с. на рис. 3-11, *б*, но повернута относительно звезды э. д. с. сторон секций при укороченном шаге на угол $\alpha/2 = 40°/2 = 20°$ против часовой стрелки.

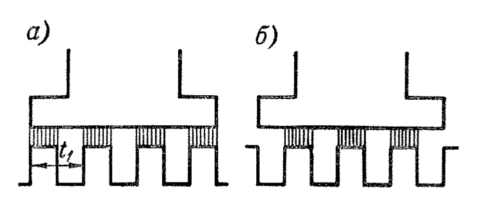


Рис. 3-12. Продольные пульсации магнитного потока

Применение векторных диаграмм для анализа свойств обмоток будет рассмотрено ниже.

Зубцовые пульсации э. д. с. Зубчатое строение якоря способствует пульсации э. д. с. секций и э. д. с. обмотки в целом.

Если ширина полюсного наконечника не кратна зубцовому делению t_1 (рис. 3-12, *а* и *б*), то магнитное сопротивление воздушного зазора между полюсом и якорем при повороте последнего меняется.

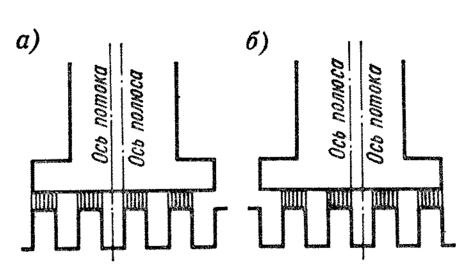


Рис. 3-13. Поперечные пульсации магнитного потока

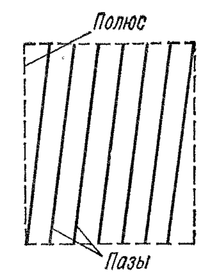


Рис. 3-14. Скос пазов относительно полюсного наконечника

В результате возникают пульсации магнитного потока полюсов с частотой

$$f_z = Zn$$

и как следствие пульсации э. д. с. с такой же частотой в обмотке. Во избежание этого выбирают Z/p равным нечетному числу. При этом сумма магнитных сопротивлений воздушных зазоров под двумя соседними полюсами при повороте якоря изменяться не будет и пульсации магнитного потока исчезнут.

Пульсации потока рассмотренного вида называются продольными. Кроме них, при движении якоря возникают также поперечные пульсации потока, выражающиеся в том, что ось магнитного потока полюсов в зазоре колеблется с частотой f_z около среднего положения (рис. 3-13, *а* и *б*). Вследствие этого потокосцепление обмотки и ее э. д. с. пульсируют с такой же частотой.

Эффективной мерой против влияния поперечных пульсаций потока является скос пазов относительно полюсного наконечника (рис. 3-14) или скос полюсного наконечника относительно оси машины при нескошенных пазах на якоре. Скос пазов производится на 0,5—1,0 зубцового деления и применяется в машинах мощностью до 30—40 кВт. При скосе пазов снижается также шум машины.

§ 3-3. Простая петлевая обмотка

Шаги обмотки. На рис. 3-15 представлены два возможных варианта последовательного соединения секций простой петлевой обмотки. Эту обмотку называют также параллельной. На рис. 3-15 показаны шаги y_1, y_2, y рассматриваемой обмотки, которые будем определять по элементарным пазам.

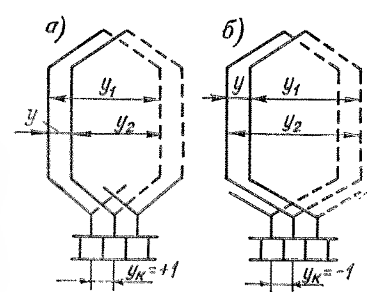


Рис. 3-15. Секции неперекрещенной (*а*) и перекрещенной (*б*) простой петлевой обмотки

П е р в ы й ч а с т и ч н ы й ш а г y_1 вычисляется по формуле (3-8) и определяет расстояние по поверхности якоря между начальной и конечной сторонами секции. В т о р о й ч а с т и ч н ы й ш а г обмотки y_2 определяет расстояние между конечной стороной данной секции и начальной стороной следующей за ней по схеме обмотки секции. Направление движения по якорю и коллектору вправо будем считать положительным. Так как в петлевой обмотке движение при переходе от конечной стороны предыдущей секции к начальной стороне последующей совершается влево, то шаг y_2 в петлевой обмотке будем считать отрицательным числом. Р е з у л ь т и р у ю щ и й ш а г обмотки

$$y = y_1 + y_2 \qquad (3\text{-}12)$$

определяет расстояние между начальными сторонами данной и следующей за ней секцией.

К о л л е к т о р н ы м д е л е н и е м называется ширина коллекторной пластины плюс ширина одной изоляционной прокладки

между пластинами. Шаг по коллектору $y_к$ определяет расстояние в коллекторных делениях между серединами коллекторных пластин, к которым присоединены концы данной секции или, что то же самое, начала данной и следующей за ней секций. Очевидно,

$$\boxed{y_к = y.} \tag{3-13}$$

Соотношения (3-9), (3-12) и (3-13) применимы для всех типов обмоток.

Отличительным свойством простой петлевой обмотки является то, что для нее

$$\boxed{y = y_к = \pm 1.} \tag{3-14}$$

Знак плюс соответствует случаю $|y_2| < y_1$, и такие обмотки называются н е п е р е к р е щ е н н ы м и (рис. 3-15, *а*). Знак минус соответствует случаю $|y_2| > y_1$, и такие обмотки называются п е р е к р е щ е н н ы м и (рис. 3-15, *б*). Во втором случае расход меди несколько больше, и поэтому выполнения таких петлевых обмоток избегают. В электромагнитном отношении эти обмотки равноценны и различаются только тем, что при той же полярности полюсов и том же направлении вращения полярности щеток противоположны.

1′	2′	3′	4′	5′	6′	7′	8′	9′	10′	11′	12′	13′	14′	15′	16′	17′	18′
5″	6″	7″	8″	9″	10″	11″	12″	13″	14″	15″	16″	17″	18″	1″	2″	3″	4″

Рис. 3-16. Таблица соединений секционных сторон простой петлевой обмотки, изображенной на рис. 3-17

Схема и основные свойства обмотки. Рассмотрим симметричную простую петлевую обмотку с данными:

$$2p = 4; \quad Z = Z_э = S = K = 18; \quad y_1 = \frac{Z_э}{2p} - \varepsilon = \frac{18}{4} - \frac{1}{2} = 4;$$

$$y_2 = y - y_1 = 1 - 4 = -3; \quad y = y_к = +1.$$

Будем присваивать секционным сторонам номера тех элементарных пазов, в которых они лежат. Тогда по известным значениям шагов можно составить таблицу соединений секционных сторон обмотки (рис. 3-16), исходя из определенного элементарного паза и прибавляя к номеру этого паза значение первого частичного шага, значение второго шага, затем опять первого и т. д. Номера

верхних сторон секций, изображенных сплошными линиями, проставлены в таблице на рис. 3-16 сверху, а номера нижних сторон секций, изображенных штриховыми линиями, — снизу. От нижней секционной стороны *4″* (справа на рис. 3-16) по ходу обмотки вернемся опять к верхней стороне *1′*, так как $4 + y_2 = 4 - 3 = 1$. Таким образом, обмотка является замкнутой.

По известным шагам или таблице соединений секционных сторон можно начертить также схему обмотки (рис. 3-17).

На рис. 3-17 проставлены номера элементарных пазов. Условимся, как это сделано на рис. 3-17, присваивать коллекторной

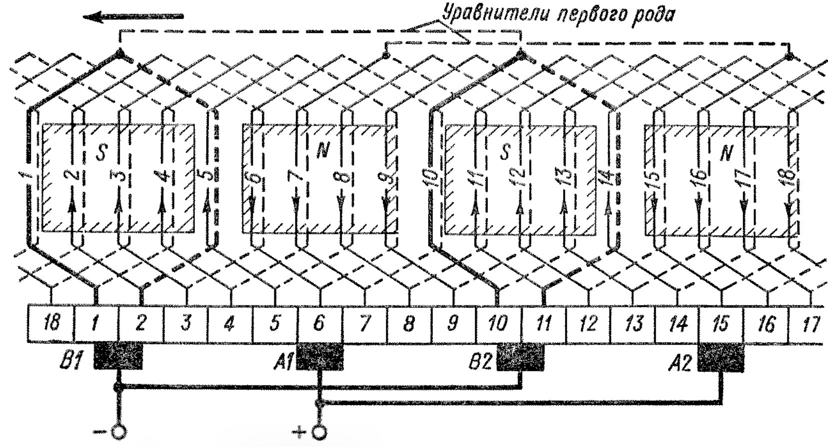


Рис. 3-17. Схема простой петлевой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 18$, $y_1 = 4$, $y_2 = -3$, $y = y_к = +1$

пластине номер той секции, с началом которой соединена эта пластина.

Линия на поверхности якоря, проходящая в осевом направлении посередине между двумя соседними полюсами, называется л и н и е й г е о м е т р и ч е с к о й н е й т р а л и или г е о м е т р и ч е с к о й н е й т р а л ь ю, так как вдоль этой линии магнитная индукция $B = 0$ (см. рис. 3-11).

При вращении якоря некоторая часть секций, выделенных на рис. 3-17 жирными линиями, оказывается неизбежно замкнутой накоротко через щетки. Чтобы индуктируемые в этих секциях э. д. с. были минимальны и в секциях не возникало чрезмерных токов, которые вызовут перегрузку щеточных контактов, такие короткозамкнутые секции должны находиться на линии геометрической нейтрали или в ближайшей от этой линии нейтральной зоне. Для этого щетки устанавливаются так, чтобы в середине периода короткого замыкания стороны секции располагались симметрично

относительно середины полюса. Тогда говорят, что щетки установлены на нейтрали. При симметричной форме лобовых частей секций щетки расположены по осям полюсов (рис. 3-17).

Совершим обход цепи обмотки (рис. 3-17) слева направо, начиная с секции *2*. Проходя последовательно, начиная от щетки *B1*, секции *2*, *3*, *4* и *5*, мы мысленно движемся по направлению индуктируемых э. д. с. и выходим к щетке *A1*. Следовательно, эти секции составляют одну параллельную ветвь, э. д. с. которой равна сумме э. д. с. этих секций. Проходя затем от щетки *A1* к щетке *B2* по контуру секций *6*, *7*, *8*, *9*, мы обойдем вторую параллельную ветвь, двигаясь против направления индуктируемых э. д. с. Секция *10* замкнута накоротко. Секции *11*, *12*, *13* и *14*, расположенные между щетками *B2* и *A2*, составляют третью ветвь, а секции *15*, *16*, *17* и *18*, расположенные между щетками *A2* и *B1*, — четвертую ветвь. Обход этой последней ветви также совершается против направления э. д. с., причем после нее мы приходим к пластине *1*. Секция *1* также замкнута накоротко. Через каждую щетку простой петлевой обмотки протекают токи двух параллельных ветвей.

Верхние стороны секций каждой параллельной ветви находятся под одним полюсом, а нижние — под другим. На рис. 3-16 короткозамкнутые секции обведены штриховыми прямоугольниками.

Таким образом, обмотка на рис. 3-17 имеет четыре параллельные ветви, а в общем случае простая петлевая обмотка содержит

$$\boxed{2a = 2p} \qquad (3\text{-}15)$$

параллельных ветвей, что является характерной особенностью этой обмотки. Очевидно, что условия симметрии (3-5), (3-6) и (3-7) для обмотки, изображенной на рис. 3-17, удовлетворяются.

Если машина работает в режиме генератора, стрелки на рис. 3-17 указывают также направление токов в обмотке. При этом полный ток якоря I_a тоже распределяется по четырем ветвям. В соответствии с изложенным цепь обмотки (рис. 3-17) можно изобразить упрощенно, как показано на рис. 3-18, где ветви обмотки и распределение тока выглядят более наглядно.

На основании рассмотрения рис. 3-17 можно установить также следующее. Если обмотка имеет полный шаг и щетки установлены на нейтрали, то э. д. с. ветви будет наибольшей. Кроме того, при этом направления токов всех проводников, лежащих под одним полюсом, будут одинаковы, и поэтому развиваемый электромагнитный момент будет максимальным. Следовательно, такое устройство обмотки и такое расположение щеток являются наиболее выгодными. Небольшое отклонение шага y_1 от полного не оказывает заметного влияния на значения э. д. с. и вращающего момента, так как изме-

нение направлений э. д. с. и токов при этом происходит только в таких проводниках параллельной ветви, которые располагаются вблизи нейтрали, т. е. в зоне слабого магнитного поля.

Расположение параллельных ветвей в пространстве относительно неподвижных полюсов определяется положением щеток и также неизменно. При вращении якоря секции переходят попеременно из одной ветви в другую, причем во время такого перехода секция замыкается накоротко щеткой и в ней происходит изменение направления тока, например, от значения $+i_a$ до значения $-i_a$. Это явление называется к о м м у т а ц и е й с е к ц и и. Явления в короткозамкнутой секции влияют, как уже указывалось, на значения токов в щеточном контакте и на работу щеток. Совокупность явлений, связанных с замыканием секций накоротко щетками, переходом этих секций из одних параллельных ветвей обмотки в другие и передачей тока через скользящий контакт между коллектором и щеткой, называется к о м м у т а ц и е й м а ш и н ы. Подробно вопросы коммутации рассматриваются в гл. 6.

Рис. 3-18. Упрощенное представление цепи обмотки, показанной на рис. 3-17

Векторная диаграмма э. д. с. обмотки. Пользуясь рассмотренной в § 3-2 звездой э. д. с. секций, можно построить векторную диаграмму э. д. с. обмотки, складывая векторы э. д. с. секций в той последовательности, в какой секции соединены по контуру обмотки.

Такая диаграмма вместе со звездой э. д. с. секций для обмотки, показанной на рис. 3-17, изображена на рис. 3-19. Поскольку векторы э. д. с. соседних секций при $Z = 18$ и $2p = 4$ сдвинуты на 40° (см. § 3-2), то после построения векторов девяти секций происходит поворот на $9 \cdot 40° = 360°$ и многоугольник э. д. с. замыкается. После обхода остальных девяти секций получается второй многоугольник, накладывающийся на первый.

Каждый многоугольник э. д. с. соответствует одной паре параллельных ветвей. В общем случае при простой петлевой обмотке получается p многоугольников, которые при полной идентичности всех пар параллельных ветвей накладываются друг на друга, что свидетельствует о симметрии обмотки.

Начала векторов *1*, *2*, *3* ... на рис. 3-19 представляют собой потенциалы начал секций *1*, *2*, *3* ..., а также потенциалы коллекторных пластин *1*, *2*, *3*... Совпадение концов и начал векторов обоих многоугольников на рис. 3-19 указывает на наличие в обмотке равнопотенциальных точек. Например, равные потенциалы имеют коллекторные пластины *1* и *10*, *2* и *11* и т. д., т. е. вообще пластины, удаленные друг от друга на

$$y_п = K/p \qquad (3\text{-}16)$$

коллекторных делений. Такой вывод для симметричной обмотки вполне естествен, так как стороны секций, сдвинутых на $y_п$ элементарных пазов, находятся под полюсами одинаковой полярности, в одинаковом магнитном поле. Величина $y_п$ называется п о т е н ц и а л ь н ы м ш а г о м.

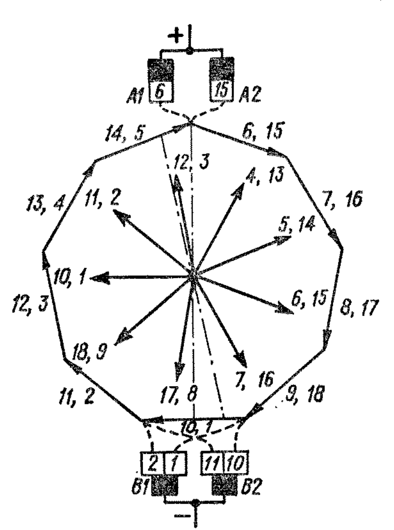


Рис. 3-19. Векторная диаграмма э. д. с. обмотки, показанной на рис. 3-17

На диаграмме э. д. с. можно показать условно также щетки, как это сделано на рис. 3-19 для положения обмотки относительно щеток согласно рис. 3-17. Многоугольник э. д. с. надо представлять себе вращающимся, и сумма проекций векторов одной ветви или одной половины многоугольника на вертикальную ось щеток будет равна э. д. с. ветви и обмотки в целом. Значение этой э. д. с. пульсирует между значениями, которые соответствуют длинам двух штрих-пунктирных линий на рис. 3-19. Можно показать, что уже при $K/2p = 10$ эти пульсации составляют менее 1%. В действительности эти пульсации еще меньше вследствие того, что вблизи геометрической нейтрали индукция поля полюсов значительно меньше его основной гармоники.

Уравнительные соединения. В идеальных условиях, когда обмотка симметрична и потоки всех полюсов равны, э. д. с. всех ветвей также равны и ветви нагружаются токами равномерно. Однако в действительности из-за производственных и иных отклонений (неодинаковый воздушный зазор под разными полюсами, неоднородность материалов сердечников и т. п.) потоки отдельных полюсов не будут в точности равны. При этом э. д. с. ветвей простой петлевой обмотки также не будут равны, так как ветви сдвинуты относительно друг друга на одно полюсное деление (рис. 3-17).

Предположим, что на рис. 3-18 э. д. с. нижних ветвей больше, чем э. д. с. верхних ветвей. При этом уже при холостом ходе генератора, когда $I_a = i_a = 0$, внутри обмотки будут циркулировать уравнительные токи $i_{ур}$, которые замыкаются через щетки одинаковой полярности и соединительные провода или шины между ними. Так как внутреннее сопротивление обмотки мало, то эти токи могут быть значительными уже при небольшой разнице в потоках отдельных полюсов. При работе машины токи нагрузки щеток $2i_a$ будут алгебраически складываться с токами $2i_{ур}$, в результате чего щетки *B1*, *B2* окажутся перегруженными, а щетки *A1*, *A2* — недогруженными. Правильная работа щеток при этом может нарушиться. Еще более серьезное влияние на условия работы щеток оказывает нарушение баланса э. д. с. в короткозамкнутых секциях, вызванное уравнительными токами (см. § 6-6).

Для того чтобы разгрузить щетки от уравнительных токов и дать этим токам возможность замыкаться внутри самой обмотки, обмотка снабжается уравнительными соединениями, или уравнителями. Уравнители соединяют внутри обмотки точки, которые теоретически имеют равные потенциалы.

Как было установлено выше, эти точки сдвинуты на пару полюсов или при $2p = 4$ на половину окружности якоря или коллектора. Одно уравнительное соединение показано на рис. 3-18 штриховой линией *аб* по вертикальному диаметру. Так как сопротивление щеточных контактов значительно больше сопротивления уравнительного провода, то токи $i_{ур}$ замыкаются по этому проводу, минуя щетки, как показано на рис. 3-18. Такие соединения, применяемые в простых петлевых обмотках, называются у р а в н и т е л я м и п е р в о г о р о д а.

На векторных диаграммах при наличии равнопотенциальных точек концы или начала векторов соответствующих секций совпадают.

Уравнители выполняются либо на стороне коллектора (и тогда они соединяют пластины с равными потенциалами), либо на противоположной от коллектора стороне (и тогда они соединяют равнопотенциальные точки лобовых частей секций). Шаг уравнителей $y_{ур}$ равен потенциальному шагу обмотки $y_п$:

$$y_{ур} = K/p. \qquad (3\text{-}17)$$

При равенстве потоков полюсов токи в уравнителях не возникают. На рис. 3-17 штриховыми линиями показаны два уравнителя первого рода.

Для достижения надлежащего эффекта при всех положениях вращающегося якоря обмотку нужно снабдить достаточным числом уравнителей. Из рассмотрения многоугольника э. д. с. (рис. 3-19) видно, что максимальное число возможных уравнителей первого рода на одной стороне якоря равно K/p, причем каждый из них соединяет p точек равного потенциала. Полным количеством уравнителей снабжаются только крупные машины с тяжелыми условиями коммутации тока. В остальных случаях выполняют от $^1/_3$ до $^1/_6$ всех возможных уравнителей или один уравнитель на один-два паза машины. При этом их размещают равномерно по окружности якоря. Сечение уравнителей берут равным 20—50% сечения витка обмотки якоря. На рис. 3-20 показан один из вариантов конструктивного выполнения уравнителей.

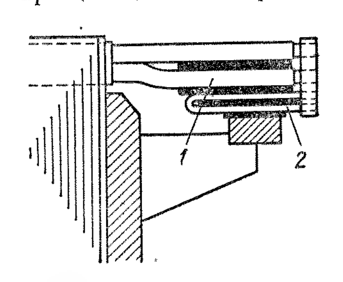


Рис. 3-20. Уравнители (2), размещенные под лобовыми частями (1) на стороне якоря, противоположной коллектору

Протекающие по обмотке уравнительные токи являются переменными, и по правилу Ленца они создают магнитное поле, которое стремится устранить неравенство потоков полюсов. Поэтому наличие уравнителей приводит также к значительному ослаблению уравнительных токов.

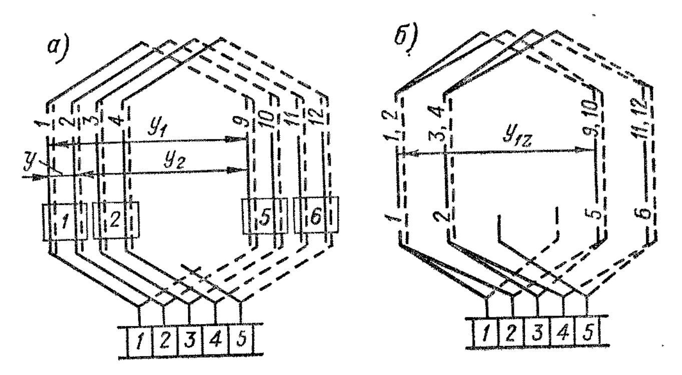


Рис. 3-21. Варианты изображения схемы равносекционной обмотки с $2p = 4$, $Z = 18$, $u_п = 2$, $Z_э = S = K = 36$, $y_1 = 8$, $y_2 = -7$, $y = y_к = +1$

Простые петлевые обмотки с $u_п > 1$. Обмотка на рис. 3-17 имела $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 18$ и $u_п = 1$. Рассмотрим теперь обмотку при тех же $2p = 4$ и $Z = 18$, но $u_п = 2$ и $Z_э = S = K = 36$. Если при этом сохраним шаг по пазам $y_{1z} = 4$, то $y_1 = u_п y_{1z} = 2 \cdot 4 = 8$, $y_2 = -7$, $y = y_к = +1$. Эта обмотка будет равносекционной.

Схему такой обмотки можно изображать двояким образом, как показано на рис. 3-21, *а* и *б*. Верхний ряд цифр на этом рисунке представляет собой номера секций, а нижний ряд — номера пазов.

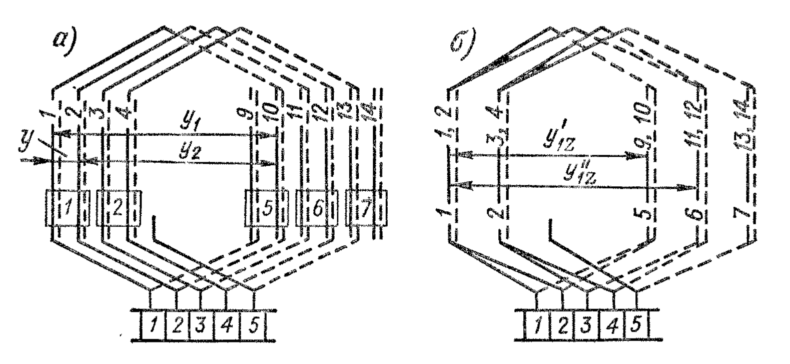


Рис. 3-22. Варианты изображения схемы ступенчатой обмотки с $2p = 4$, $Z = 18$, $u_п = 2$, $Z_э = S = K = 36$, $y_1 = 9$, $y_2 = -8$, $y = y_к = +1$

Так как число пазов не изменилось, то и звезда пазовых э. д. с. не изменяется (см. рис. 3-11, *б*). Векторы э. д. с. каждой пары секций (*1—2*, *3—4* и т. д.) будут совпадать по фазе, а векторы э. д. с. секций, лежащих в соседних пазах (секции *2—3*, *4—5* и т. д.), будут сдвинуты на 40°, как и в предыдущем случае. Поэтому многоугольник э. д. с. обмотки будет выглядеть так же, как и на рис. 3-19, с тем лишь различием, что каждая сторона многоугольника будет представлять собой сумму э. д. с. двух секций, лежащих в общих пазах.

Если при тех же значениях $2p$, Z и $Z_э$ выбрать шаги по элементарным пазам

$$y_1 = 36/4 = 9; \quad y_2 = 1 - 9 = -8,$$

то обмотка будет ступенчатой. Схема такой обмотки также может быть изображена двояким образом, как показано на рис. 3-22, *а* и *б*. При этом обмотка имеет два значения шага y_{1z} по зубцам; $y'_{1z} = 4$ и $y''_{1z} = 5$.

Построим векторы э. д. с. секций *1*, *2*, *3* этой обмотки (рис. 3-23). Секция *1* лежит в пазах *1* и *5*, и ее э. д. с. равна разности векторов *1*

и 5 звезды на рис. 3-11, б. Построенный таким образом вектор секции 1 на рис. 3-23 обозначен 1, а составляющие его векторы пазов или секционных сторон обозначены 1′ и —5″. Секция 2 лежит в пазах 1 и 6, а секция 3 — в пазах 2 и 6, и векторы э. д. с. этих секций построены и обозначены на рис. 3-23 по такому же принципу, как и вектор секции 1. Как следует из этого рисунка, векторы э. д. с. секций сдвинуты относительно друг друга на 20°, т. е. на половину угла, соответствующего пазовому делению. Таким образом, ступенчатая обмотка с $Z = 18$ и $Z_э = 36$ в этом отношении равноценна обмотке с удвоенным числом пазов $Z = Z_э = 36$. Соответственно этому многоугольник э. д. с. ступенчатой обмотки будет иметь в два раза больше сторон и в большей мере приближаться к окружности, чем при равносекционной обмотке. Это является некоторым преимуществом ступенчатой обмотки. Однако главное преимущество такой обмотки состоит в улучшении условий коммутации (см. § 6-6).

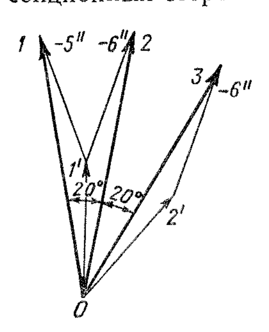


Рис. 3-23. Векторы э. д. с. секций обмотки, показанной на рис. 3-22

Уравнители первого рода для рассмотренных равносекционной и ступенчатой обмоток выполняются так же просто, как и в ранее рассмотренном случае. Разница заключается лишь в том, что вследствие удвоения $S = K$ шаг уравнителей $y_{ур}$ также удваивается.

Аналогично схемам на рис. 3-21 и 3-22 можно изображать также схемы и других типов обмоток при $u_п > 1$.

§ 3-4. Сложная петлевая обмотка

Общие положения. Сложную, или многоходовую, петлевую обмотку можно рассматривать как сочетание нескольких ($m = 2, 3\ldots$) простых петлевых обмоток. Такую обмотку называют также сложной параллельной. В рассматриваемой обмотке секции и коллекторные пластины m простых обмоток по окружности чередуются и для отвода тока из обмотки необходимо, чтобы ширина щеток была не меньше m коллекторных делений. Таким образом, m простых обмоток m-ходовой обмотки включаются с помощью щеток параллельно и число параллельных ветвей сложной петлевой обмотки

$$2a = 2pm. \tag{3-18}$$

Результирующий шаг по элементарным пазам и шаг по коллектору сложной петлевой обмотки

$$\boxed{y = y_к = \pm m.} \tag{3-19}$$

Шаги y_1 и $y_2 = y - y_1$ определяются так же, как и для простой петлевой обмотки.

Сложная петлевая обмотка применяется в мощных машинах с большими токами якоря, и секции обмотки в этом случае являются одновитковыми.

Симметричная двухходовая двукратнозамкнутая петлевая обмотка. Рассмотрим особенности сложной петлевой обмотки на конкретном примере: $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 20$, $u_п = 1$. При этом $2a = 4 \cdot 2 = 8$ и условия симметрий (3-5)—(3-7) соблюдаются. Заметим, что эти условия в сложной петлевой обмотке при $m = 2$ соблюдаются всегда, если K/p равно четному числу.

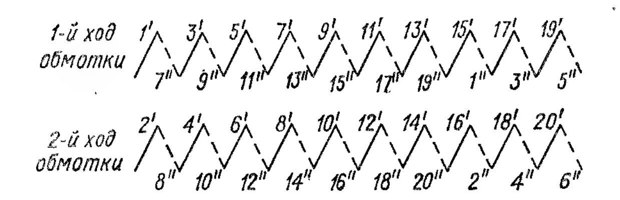


Рис. 3-24. Таблица соединений секционных сторон сложной петлевой обмотки, показанной на рис. 3-25

Выберем шаги обмотки:

$$y = y_к = +2; \quad y_1 = 20/4 + 1 = 6; \quad y_2 = 2 - 6 = -4.$$

По известным значениям шагов построим таблицу соединений секционных сторон обмотки (рис. 3-24). При этом, начиная с пластины и секции 1, обойдем все нечетные секции и вернемся к пластине 1, замкнув первый ход обмотки. Начав второй ход с пластины 2, обойдем все четные секции и снова вернемся к пластине 2, замкнув второй ход обмотки.

Таким образом, в рассматриваемом случае получаются две самостоятельные обмотки, которые соединяются параллельно с помощью щеток. Это обусловлено тем, что $S = K$ является в данном случае четным числом. Такая обмотка называется двукратнозамкнутой. В общем случае кратность замыкания сложной петлевой обмотки t равна общему наибольшему делителю чисел m и K.

Схема рассматриваемой обмотки представлена на рис. 3-25.

На рис. 3-26 изображена звезда э. д. с. пазов или сторон секций, в которой векторы сдвинуты на угол

$$\alpha = \frac{2 \cdot 360°}{20} = 36°.$$

Построим в данном случае не векторную диаграмму э. д. с. секций, а диаграмму э. д. с. секционных сторон. Для этого будем

складывать последовательно по ходу обмотки, согласно рис. 3-24, э. д. с. секционных сторон. Так как по ходу обмотки э. д. с. нижних сторон секций вычитаются, они складываются с обратным знаком. В результате получим многоугольник э. д. с. (рис. 3-26), который состоит из четырех накладывающихся друг на друга многоугольников, что также указывает на наличие в обмотке восьми параллельных ветвей.

Уравнительные соединения. Для обеспечения равномерного распределения тока между ветвями каждого хода обмотки, показан-

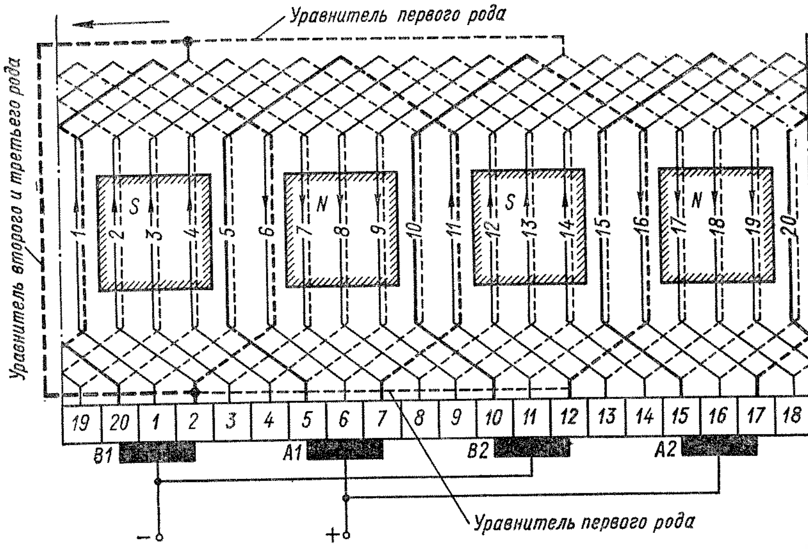


Рис. 3-25. Схема сложной петлевой обмотки с $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 20$, $y_1 = 6$, $y_2 = -4$, $y = y_к = +2$

ной на рис. 3-25, следует выполнить рассмотренные в § 3-3 уравнители первого рода. Их шаг

$$y_п = K/p = 20/2 = 10$$

является четным числом, и поэтому каждый уравнитель первого рода действительно будет соединять только пластины и секции одного хода обмотки (рис. 3-25).

Вместе с тем сложная петлевая обмотка нуждается также в так называемых *уравнителях второго рода*, которые служат для выравнивания нагрузки между разными ходами сложной обмотки.

Каждая щетка (рис. 3-25) касается пластин разных ходов обмотки. Щеточный контакт не может быть вполне устойчивым, так

как отдельные пластины несколько выступают по отношению к соседним и т. д. Поэтому условия контакта с пластинами разных ходов постоянно изменяются, что вызывает беспрерывное перераспределение тока нагрузки и пульсацию токов отдельных ходов обмотки. Вместе с тем сильно колеблются также напряжения между

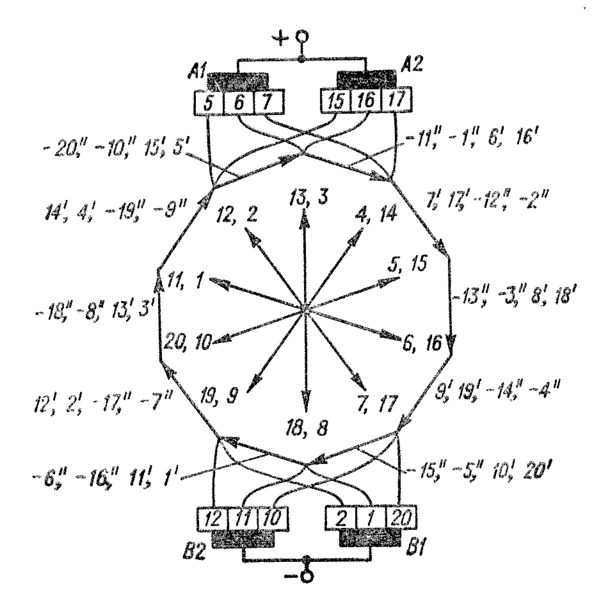


Рис. 3-26. Векторная диаграмма э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 3-25

соседними пластинами. Все это приводит к перегрузке отдельных участков щеток, их искрению и т. д.

Во избежание таких явлений необходимо соединить теоретически равнопотенциальные точки разных ходов обмотки уравнителями второго рода и таким образом осуществить их параллельное соединение внутри самой обмотки помимо или до щеточного контакта.

Как уже указывалось, две равнопотенциальные точки рассматриваемой обмотки удалены на одной стороне якоря на $y_п = 10$ пластин или элементарных пазов и принадлежат поэтому одному ходу обмотки. Вследствие этого в данном случае выполнение уравнителей второго рода на одной стороне якоря невозможно.

Из рассмотрения рис. 3-26 видно, что две равнопотенциальные точки разных ходов обмотки будут, например, соответствовать кон-

цу вектора *1'* (или началу вектора —*7''*) и началу вектора *2'*. Это будут соответственно середина лобовой части секции *1* на стороне, противоположной коллектору, и коллекторная пластина *2*. Эти две равнопотенциальные точки (рис. 3-25), а также другие аналогичные пары точек можно соединить уравнителями второго рода, проходящими между сердечником якоря и валом машины. В данном случае уравнители первого рода, принадлежащие разным ходам обмотки, выполняются на разных сторонах якоря, как показано на рис. 3-25, так как при этом p уравнителей второго рода можно заменить одним. Например, показанный на рис. 3-25 уравнитель второго рода для секций *1* и *2* служит также уравнителем второго рода для середины секции *11* и начала секции *12*. В таком случае обычно выполняют только один уравнитель второго рода на $(2 \div 3)\ p$ коллекторных пластин. Недостатком уравнителей, проходящих между сердечником якоря и валом, является их конструктивная сложность.

Иногда в машинах с тяжелым условиям коммутации в двухходовых петлевых обмотках применяют также уравнители третьего рода. Их задача сводится к тому, чтобы при вращении коллектора щетка замыкала накоротко не сразу всю секцию, а сначала одну ее половину и затем другую.

Для этого необходимо середину одновитковой секции, расположенной на противоположной от коллектора стороне якоря, соединить с коллекторной пластиной, находящейся между началом и концом данной секции. В обмотке, показанной на рис. 3-25, такую роль выполняют уравнители второго рода, т. е. они являются также одновременно уравнителями третьего рода. Как видно из рис. 3-25, при движении коллектора влево щетка *Б1* сначала замкнет пластины *1—2* и тем самым левую половину секции *1*, а затем пластины *2—3* и тем самым правую половину секции *1*.

Уравнители третьего рода выполняют в таком количестве, чтобы коммутация всей обмотки происходила по полусекциям. Естественно, что уравнители третьего рода можно выполнять лишь в том случае, если соединяемые ими точки обмотки имеют равные потенциалы.

Несимметричные сложные петлевые обмотки. Рассмотрим двухходовую петлевую обмотку со следующими данными: $m = 2$, $2p = 4$, $2a = 8$, $Z = Z_э = S = K = 18$, $y = y_к = +2$, $y_1 = 4$, $y_2 = -2$. Так как K — четное число, обмотка будет двукратнозамкнутой. Однако она не будет симметричной, так как условия (3-5) и (3-6) не выполняются. Заметим, что при $m = 2$ эти условия не выполняются, если K/p равно нечетному числу.

Последовательность соединений секций в этой обмотке представлена на рис. 3-27, а схема обмотки — на рис. 3-28.

Звезда э. д. с. секций и диаграмма э. д. с. рассматриваемой обмотки, построенные на основании рис. 3-27 и 3-38, изображены на рис. 3-29. При этом масштаб звезды э. д. с. в два раза меньше масштаба многоугольника э. д. с. То обстоятельство, что многоугольники э. д. с. на рис. 3-29 не совмещаются, также свидетельствует о несимметрии обмотки.

Равнопотенциальные точки этой обмотки имеют шаг

$$y_п = K/p = 18/2 = 9,$$

что следует также из рис. 3-29. Эти точки принадлежат разным ходам обмотки, и поэтому при соединении их получим уравнители второго рода, которые в данном случае располагаются на одной стороне якоря (рис. 3-28). Но эти уравнители соединяют также параллельные ветви, находящиеся под разными парами полюсов, и поэтому одновременно являются также уравнителями первого рода. То обстоятельство, что эти ветви принадлежат разным ходам обмотки, не имеет значения, так как при достаточном числе уравнителей все ветви, расположенные под разными полюсами, окажутся взаимно соединенными друг с другом и щетки будут нагружаться равномерно.

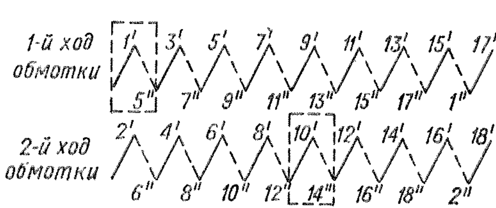


Рис. 3-27. Таблица соединений секционных сторон сложной петлевой обмотки, изображенной на рис. 3-28

Простота выполнения уравнителей первого и второго рода является большим преимуществом рассматриваемой обмотки, и поэтому несимметричные двухходовые обмотки с K/p, равным нечетному числу, на практике часто предпочитают симметричным с K/p, равным четному числу.

Предположим, что в обмотке, показанной на рис. 3-28, желательно выполнить также уравнители третьего рода, один из которых можно было бы провести между точками *а* и *б* на рис. 3-28. На рис. 3-30, *а* построен вектор э. д. с. секции *1* этой обмотки, а на рис. 3-29 э. д. с. секции *1* представлена штриховой линией также в виде разности э. д. с. проводников витка. При этом из рис. 3-29 видно, что точки *а* и *б* на рис. 3-28 не являются равнопотенциальными и выполнить уравнители третьего рода невозможно. Если бы на схеме рис. 3-28 был взят удлиненный шаг $y_1 = 5$, то потенциал точки *а* сместился бы в противоположную сторону (рис. 3-30, *б*). Однако и в этом случае точки *а* и *б* были бы неравнопотенциальными. Поэтому при необходимости выполнения уравнителей третьего рода применяют симметричные двухходовые обмотки типа показанной на рис. 3-25 с K/p, равным четному числу.

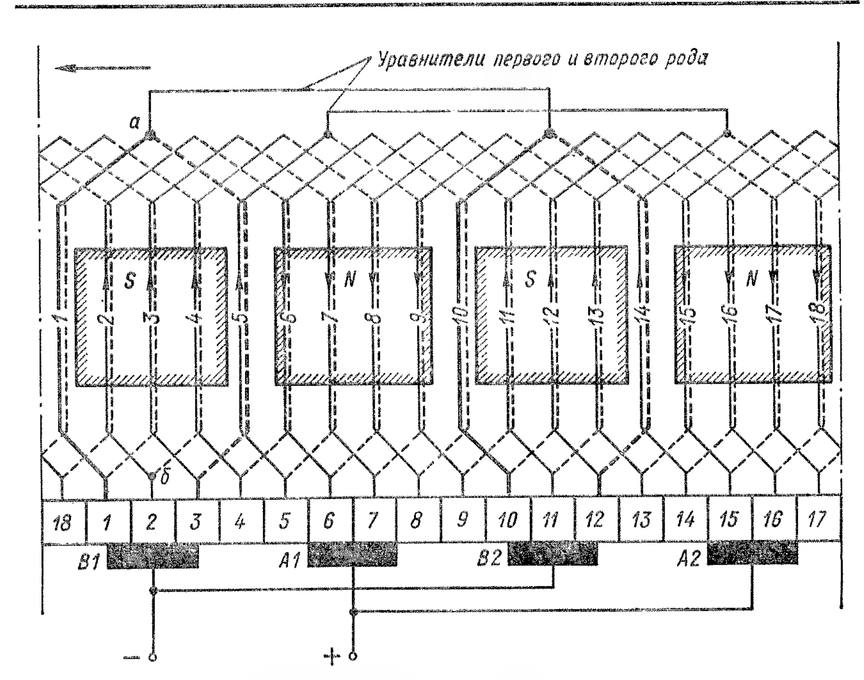


Рис. 3-28. Схема сложной петлевой обмотки с $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 18$, $y_1 = 4$, $y_2 = -2$, $y = y_к = +2$

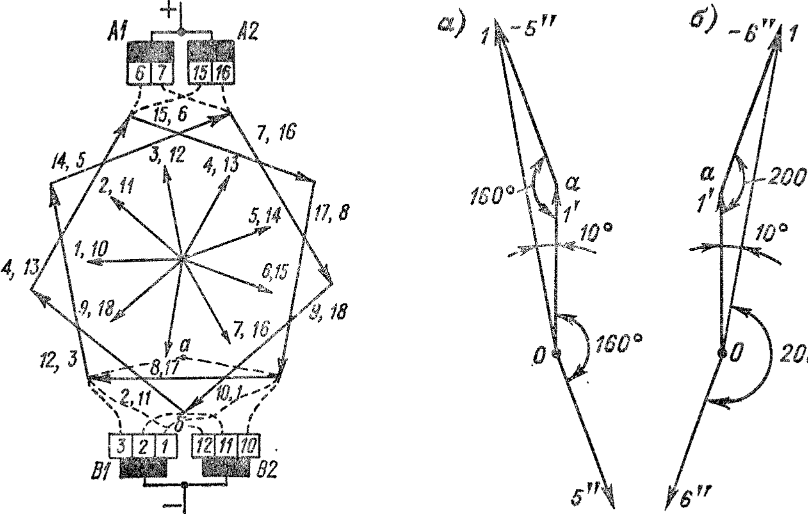


Рис. 3-29. Векторная диаграмма э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 3-28

Рис. 3-30. Векторная диаграмма э. д. с. секции обмотки, изображенной на рис. 3-28

При нечетном K двухходовая петлевая обмотка будет однократнозамкнутой, но такая обмотка будет во всех случаях несимметричной, так как $a = 2p$ является четным числом и условие (3-5) не выполняется. Трехходовые петлевые обмотки ($m = 3$, $a = 3p$) будут тоже всегда несимметричными, так как не выполняется условие (3-7). Тем не менее в последнее время обмотки с $m = 3$ используются в мощных машинах.

Для несимметричных обмоток всегда требуется анализ возможности их применения. Эти вопросы, а также особенности выполнения многоходовых обмоток с $u_п > 1$ и ступенчатых обмоток рассматриваются в специальных руководствах [12, 30, 40, 41].

§ 3-5. Простая волновая обмотка

Общие положения. Мысленно обходя последовательно соединенные секции простой волновой обмотки, мы совершаем волнообразный обход якоря, причем каждый обход включает p секций и заканчивается на коллекторной пластине, которая находится слева или справа рядом с исходной (рис. 3-31). В первом случае (рис. 3-31, *а*), получается неперекрещенная обмотка, а во втором (рис. 3-31, *б*) — перекрещенная. Во втором случае расход меди будет несколько больше. Рассматриваемую обмотку называют также простой последовательной обмоткой.

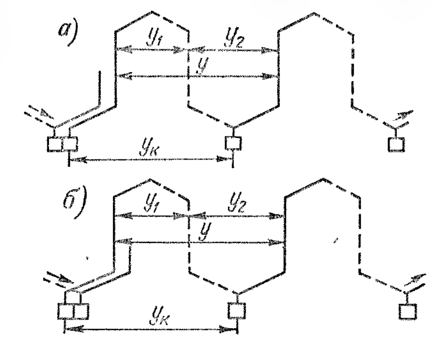


Рис. 3-31. Секции неперекрещенной (*а*) и перекрещенной (*б*) простой волновой обмотки

В соответствии со сказанным между шагом по коллектору $y_к$ (рис. 3-31) и числом коллекторных пластин K простой волновой обмотки существует зависимость

$$py_к \pm 1 = K,$$

откуда

$$y_к = y = \frac{K \mp 1}{p}. \qquad (3\text{-}20)$$

Знак минус относится к неперекрещенной обмотке, а знак плюс — к перекрещенной. Поскольку шаг $y_к = y$ должен быть целым числом, то K не может принимать произвольных значений,

Шаг y_1 определяется по формуле (3-8), и

$$y_2 = y - y_1. \qquad (3\text{-}21)$$

Шаги y_1 и y_2 близки к τ, а $y = y_к$ — к 2τ.

Симметричная волновая обмотка. Ознакомимся со свойствами простой волновой обмотки на примере обмотки с $2p = 4$ и $Z = Z_э = S = K = 17$. Возьмем при этом

$$y_к = y = \frac{K-1}{p} = \frac{17-1}{2} = 8$$

и

$$y_1 = \frac{Z_э}{2p} - \varepsilon = \frac{17}{4} - \frac{1}{4} = 4;$$

$$y_2 = y - y_1 = 8 - 4 = 4.$$

Порядок соединений секционных сторон обмотки определяется таблицей на рис. 3-32, а схема обмотки имеет вид, показанный на

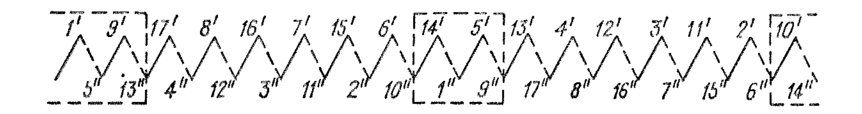


Рис. 3-32. Таблица соединений секционных сторон простой волновой обмотки, показанной на рис. 3-33

рис. 3-33. Ряд секций, выделенных на рис. 3-33 жирными линиями, в отличие от секций петлевых обмоток замыкается накоротко через две щетки одной полярности и соединительные провода между ними. Короткозамкнутые секции обведены рамкой также и на рис. 3-32.

На рис. 3-34 построены звезда э. д. с. секций и векторная диаграмма э. д. с. обмотки, представленной на рис. 3-33. Масштаб звезды э. д. с. в два раза больше масштаба многоугольника э. д. с.

Как следует из рис. 3-32, 3-33 и 3-34, обмотка имеет две параллельные ветви. Одна из них содержит секции *17, 8, 16, 7, 15, 6*, присоединена своими концами к коллекторным пластинам *17, 14* и расположена, таким образом, между щетками *A2, B2*. Другая ветвь содержит секции *13, 4, 12, 3, 11, 2*, присоединена концами к пластинам *13, 10* и расположена между щетками *B2, A1*.

Полученный вывод носит общий характер: всякая простая волновая обмотка имеет число параллельных ветвей

$$2a = 2, \qquad (3\text{-}22)$$

и векторная диаграмма э. д. с. такой обмотки всегда состоит из одного многоугольника.

Поскольку каждая из ветвей простой волновой обмотки проходит под всеми полюсами, то неравенство потоков полюсов не вызывает неравенства э. д. с. и токов параллельных ветвей. Поэтому такая обмотка не нуждается в уравнительных соединениях.

Более того, согласно выражениям (3-16) и (3-20), шаг $y_п$ в простой волновой обмотке является нецелым числом, и поэтому равнопотенциальных точек не имеется, что видно также из рис. 3-34.

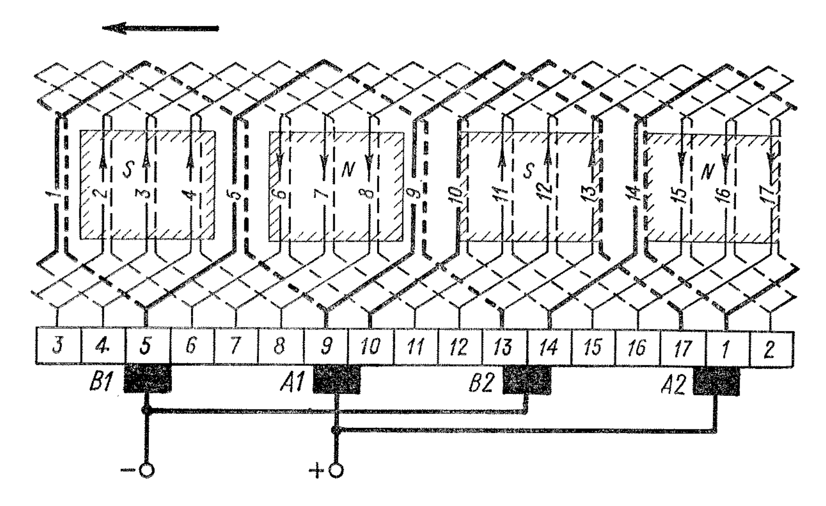


Рис. 3-33. Схема простой волновой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 17$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_к = 8$

При волновой обмотке на коллекторе можно установить только два щеточных пальца, например *A1* и *B2* на рис. 3-33, так как все щетки данной полярности соединены короткозамкнутыми секциями, через которые ток нагрузки распределяется по параллельно работающим щеткам каждой полярности. Два щеточных пальца примут на себя весь ток нагрузки. Эта возможность иногда используется

в машинах мощностью до 0,5 кВт, если доступ для ухода за щетками по всей окружности коллектора затруднен. Однако условия коммутации при этом ухудшаются. Кроме того, в более мощных машинах возникает необходимость удлинять коллектор. Поэтому обычно ставится полный комплект ($2p$) щеточных пальцев.

При $a=1$ условия симметрии (3-5), (3-6) и (3-7) удовлетворяются при любых p, Z, $u_п$ и K. Однако возможности выбора этих величин ограничиваются соотношением (3-20), которое при подстановке $K = u_п Z$ принимает вид

$$y_к = y = \frac{u_п Z \pm 1}{p}. \qquad (3\text{-}23)$$

Поскольку шаг $y_к$ должен быть целым числом, то отсюда видно, что, например, при четных p как Z, так и $u_п$ должны быть нечетными ($u_п = 1$ 3, 5...).

Рис. 3-34. Векторная диаграмма э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 3-33

Простая волновая обмотка с мертвой секцией. Трудности в соблюдении равенства (3-20) или (3-23) в ряде случаев обходят, используя несимметричные обмотки. Например, при четных p и $Z_э = u_п Z$ можно применить обмотку с $K = Z_э - 1$ и оставить одну секцию неиспользованной, или «мертвой». У этой секции обрезаются концы, и она не присоединяется к коллектору (секция оставляется на якоре, чтобы не нарушать балансировки).

Схема такой обмотки для $2p = 4$, $Z_э = 16$ и $K = 15$ показана на рис. 3-35, причем принято, что

$$y_к = y = \frac{K+1}{2} = \frac{15+1}{2} = 8; \quad y_1 = 4; \quad y_2 = 4.$$

При обходе обмотки и счете шагов стороны мертвой секции исключаются.

Искусственно замкнутая простая волновая обмотка. Предположим, что $Z_э = S = K = 16$ и $2p = 4$. Шаги обмотки выберем из предположения, что $Z_э$, S и K на единицу больше, т. е. $Z_э = S = K = 17$. При этом, согласно выражению (3-20), можно взять

$$y_к = y = \frac{17-1}{2} = 8; \quad y_1 = 4; \quad y_2 = 4.$$

Исходя из таких значений шагов, составляем схему обмотки (рис. 3-36), начиная, например, с пластины *1*. При первом обходе вокруг якоря проходим секции *1* и $1 + 8 = 9$ и должны были бы прийти к пластине $9 + 8 = 17$. Второй обход должен был бы включать в себя секции *17* и *8*. Однако, поскольку секции *17* и пластины *17* нет, то после завершения первого обхода конец секции *9* с помощью обходной перемычки непосредственно соединяем с пластиной *8* и началом секции *8*.

После этого ход обмотки следует по обычным правилам с тем лишь отличием, что каждый второй результирующий шаг сокращается на единицу.

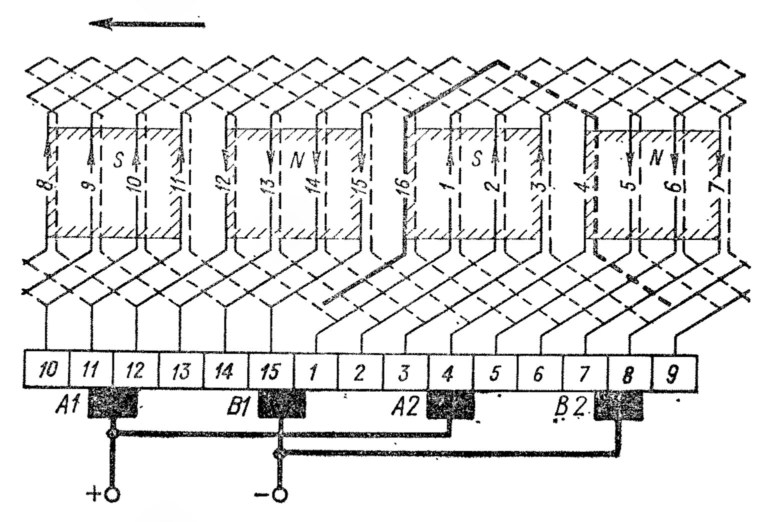


Рис. 3-35. Схема простой волновой обмотки с мертвой секцией с $2p = 4$, $Z = Z_э = 16$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_к = 8$

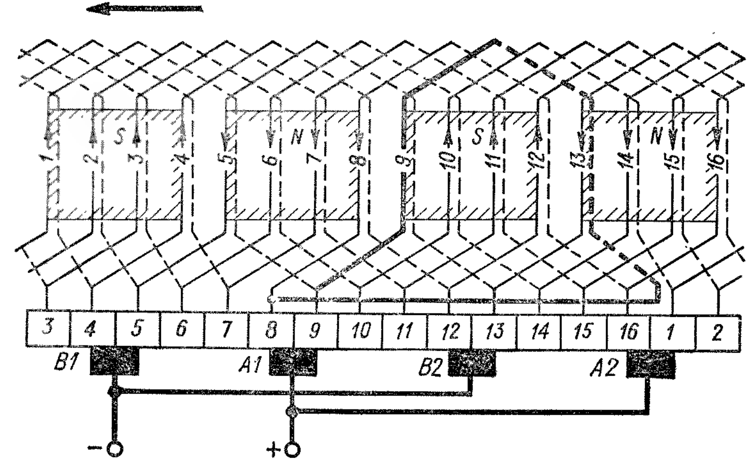


Рис. 3-36. Схема искусственно замкнутой простой волновой обмотки с $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 16$, $y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $y_к = 8$

Рассмотренные несимметричные волновые обмотки находят применение в машинах мощностью до нескольких десятков киловатт и работают вполне удовлетворительно.

§ 3-6. Сложная волновая обмотка

Общие положения. Сложную волновую обмотку можно рассматривать как сочетание m простых волновых обмоток, которые включаются на параллельную работу с помощью щеток. Число параллельных ветвей такой обмотки соответственно в m раз больше числа ветвей простой волновой обмотки:

$$2a = 2m. \tag{3-24}$$

Рассматриваемую обмотку называют также сложной последовательной обмоткой.

Согласно соотношениям (3-7) и (3-24), выполнение симметричных m-ходовых волновых обмоток возможно при условии

$$2p/m = \text{ц. ч.} \tag{3-25}$$

Максимально возможное число ходов при этом

$$m = 2p$$

и максимальное число ветвей

$$2a = 4p,$$

т. е. такое же, как у двухходовой петлевой обмотки. Секции и коллекторные пластины m ходов обмотки по окружности чередуются. Поэтому после одного обхода p последовательно соединенных секций вокруг якоря мы должны выйти не к соседней с исходной пластине коллектора, как при простой волновой обмотке, а со сдвигом на m делений влево или вправо. В соответствии с этим

$$py_\text{к} \pm m = K$$

и

$$y_\text{к} = y = \frac{K \mp m}{p} = \frac{K \mp a}{p}. \tag{3-26}$$

Шаги y_1 и $y_2 = y - y_1$ определяются обычным образом. Кратность замыкания обмотки равна общему наибольшему делителю чисел m и K.

Рассмотрим двухходовую двукратнозамкнутую обмотку со следующими данными: $2p = 4$, $m = 2$, $2a = 4$, $Z = Z_э = S = K = 18$. Условия симметрии (3-5)—(3-7) при этом удовлетворяются. Выберем шаги:

$$y_\text{к} = y = \frac{18-2}{2} = 8; \quad y_1 = \frac{18}{4} + \frac{1}{2} = 5; \quad y_2 = 8 - 5 = 3.$$

На основании этих данных составлены таблица соединений секционных сторон обмотки (рис. 3-37) и схема обмотки (рис. 3-38). Обмотка состоит из не связанных между собой двух простых волновых обмоток, из которых одна охватывает нечетные секции и пластины, а другая — четные. На основании рис. 3-37 и схемы рис. 3-38 на рис. 3-39 изображены звезда пазовых э. д. с. и векторная диаграмма э. д. с. обмотки. Диаграмма состоит из двух накладывающихся друг на друга многоугольников.

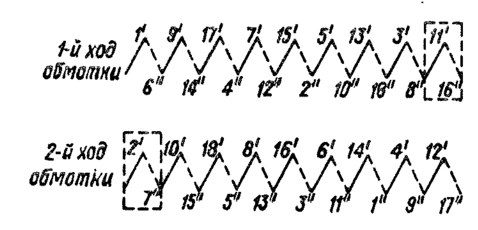


Рис. 3-37. Таблица соединений секционных сторон сложной волновой обмотки, изображенной на рис. 3-38

Уравнительные соединения. Для равномерной нагрузки отдельных ходов сложной волновой обмотки ее нужно снабдить уравнителями второго рода.

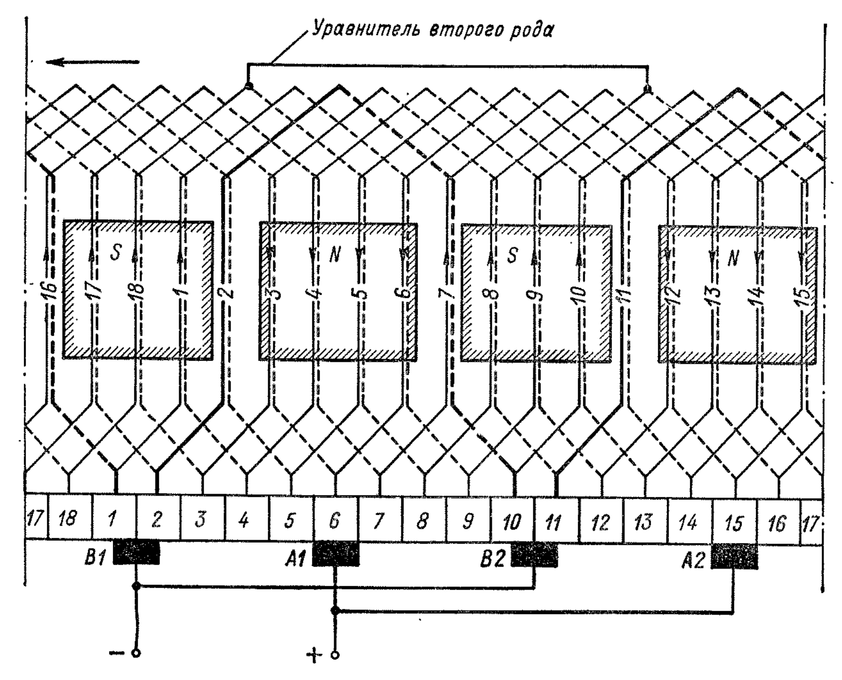


Рис. 3-38. Схема двухходовой двукратнозамкнутой волновой обмотки с $m = 2$, $2p = 4$, $Z = Z_э = S = K = 18$, $y_1 = 5$, $y_2 = 3$, $y = y_\text{к} = 8$

В рассмотренных выше случаях равнопотенциальный шаг

$$y_п = K/p$$

соответствует сдвигу по коллектору на два полюсных деления. Однако в сложных волновых обмотках K/p, согласно соотношению (3-26), может не равняться целому числу коллекторных делений. Поэтому в общем случае сложной волновой обмотки ближайшие равнопотенциальные коллекторные пластины могут отстоять друг от друга на $n = 1, 2, 3...$ пар полюсных делений. При этом

$$y_п = nK/p, \qquad (3\text{-}27)$$

где n — такое целое число, при котором $y_п$ также является целым числом.

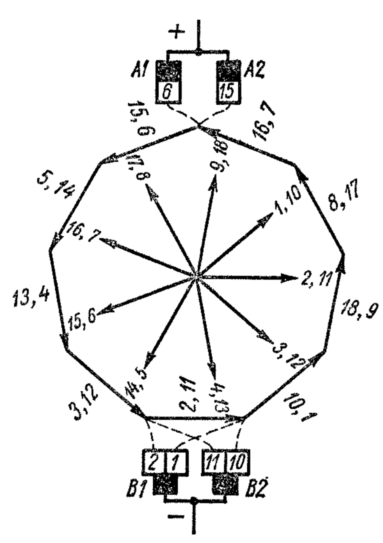


Рис. 3-39. Векторная диаграмма э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 3-38

Умножив выражение (3-26) на n, можно заметить, что $y_п$ [см. формулу (3-27)] может быть целым числом при таком наименьшем n, когда

$$an/p = 1,$$

откуда

$$n = \frac{p}{a} \quad (n = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots). \qquad (3\text{-}28)$$

Согласно формуле (3-27), при соблюдении условия (3-28) равнопотенциальный шаг сложной волновой обмотки

$$y_п = K/a. \qquad (3\text{-}29)$$

Расположение уравнителей второго рода на одной стороне машины возможно только при соблюдении условия (3-28). При $u_п > 1$ требуется также соблюдение условия

$$\frac{K}{u_п a} = \text{ц. ч.}$$

В случае, изображенном на рис. 3-38,

$$y_п = K/a = 18/2 = 9,$$

что следует также из диаграммы э. д. с. на рис. 3-39.

На рис. 3-38 показан один уравнитель второго рода.

Применяются также обмотки с $p = 3$ и $a = 2$, для которых условие (3-28) не соблюдается. В этом случае уравнители второго рода располагаются своими концами на разных сторонах якоря и проходят между валом и сердечником якоря.

§ 3-7. Комбинированная обмотка

Комбинированная, или лягушечья, обмотка впервые была предложена Латуром в 1910 г. и представляет собой сочетание петлевой и волновой обмоток, которые расположены в общих пазах, присоединяются к общему коллектору и работают параллельно.

Так как каждая из обмоток двухслойная, то в пазу располагаются четыре слоя обмотки. Каждая из обмоток рассчитывается на половину общего тока, а их э. д. с. должны быть равны. Таким образом, каждая обмотка рассчитывается на половину мощности машины.

Рассмотрим условия выполнения симметричной комбинированной обмотки при минимально возможном числе ветвей. Величины, относящиеся к петлевой и волновой обмоткам, будем при этом писать соответственно с индексом «п» и «в».

Петлевая обмотка имеет минимальное число ветвей в случае, если она простая. Тогда $m_п = 1$, $a_п = p$ и, согласно соотношению (3-5),

$$K/p = \text{ц. ч.}$$

При этом на основании формулы (3-26) должно быть

$$a_в/p = m_в/p = \text{ц. ч.}$$

Следовательно, минимальное число ветвей волновой обмотки $a_в = m_в = p = a_п$.

Таким образом, петлевая и волновая обмотки должны иметь равные числа параллельных ветвей. Чтобы э. д. с. ветвей были равны, должны быть равны также числа витков ветвей обеих обмоток, а следовательно, и общее число проводников в каждой обмотке. Из условия равенства токов следует, что сечения проводников обеих обмоток также должны быть одинаковы.

Поскольку при $m_п > 2$ петлевая обмотка уже не является симметричной, то возможны только два варианта симметричной комбинированной обмотки: 1) $m_п = 1$, $m_в = p$; 2) $m_п = 2$, $m_в = 2p$.

Так как петлевая и волновая обмотки присоединяются к общим коллекторным пластинам, то необходимо иметь определенные соотношения между шагами обмоток, чтобы не возникали уравнительные токи. Существуют два варианта этих соотношений (рис. 3-40).

В схеме Латура, изображенной на рис. 3-40, *а*,

$$y_{1п} + y_{1в} = K/p; \quad y_{к.п} + y_{к.в} = K/p. \qquad (3\text{-}30)$$

Для предотвращения возникновения уравнительных токов в схеме рис. 3-40, *а* э. д. с. в контуре *абвгдежз*, замкнутом через щетки и соединительную шину между ними, должна равняться нулю. Это условие соблюдается, так как проводники *де* и *гв* лежат в одном пазу и имеют равные по значению и направлению э. д. с., а проводники *аб* и *жз* также имеют равные по значению и направлению э. д. с., поскольку они сдвинуты в магнитном поле на два полюсных деления.

Схему Латура—Перре (рис. 3-40, *б*) можно получить из схемы Латура (рис. 3-40, *а*), если в последней шаги $y_{1п}$ и $y_{1в}$ являются полными:

$$y_{1п} = y_{1в} = \frac{Z_э}{2p} = \frac{K}{2p}$$

и если проводники *гв* и *жз* перенести влево на одно зубцовое деление, т. е. укоротить шаги $y_{1п}$ и $y_{1в}$ на одно зубцовое деление. Очевидно, что при этом сумма э. д. с. в контуре *абвгдежз* также будет равна нулю.

Для схемы рис. 3-40, *б* существуют следующие соотношения между шагами:

$$y_{1в}=y_{1п}; \quad y_{к.п}+y_{к.в}=K/p. \tag{3-31}$$

Потенциальный шаг по коллектору

$$y_п=K/p.$$

Если выполнить на коллекторе уравнительные соединения с таким шагом, то они будут служить в качестве уравнителей первого рода для петлевой обмотки и одновременно уравнителями второго рода для петлевой (если она сложная) и волновой обмоток. Однако, как следует из рис. 3-40, *а* и *б*, коллекторные пластины, расположенные на расстоянии шага $y_п$, соединяются контуром *абвгдежз* секций петлевой и волновой обмоток, причем сумма э. д. с. этого контура при равенстве потоков полюсов равна нулю. Следовательно, сам этот контур играет роль уравнителя, и поэтому надобности в специальном уравнительном соединении нет.

Таким образом, комбинированная обмотка не нуждается в особых уравнителях, так как их роль выполняют элементы самой обмотки. Это является преимуществом

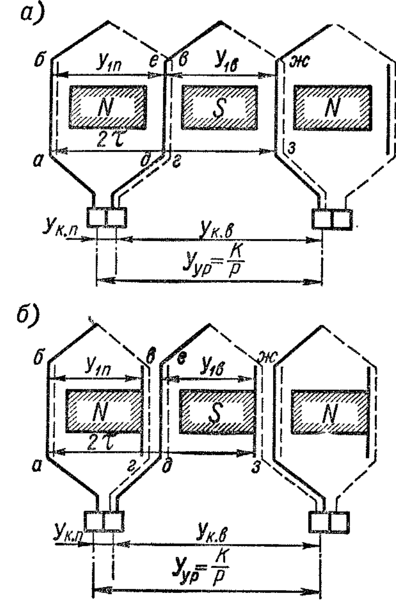


Рис. 3-40. Два варианта выполнения комбинированной обмотки

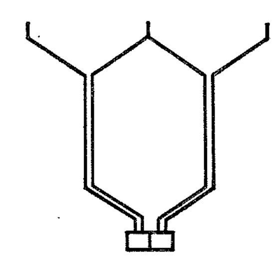


Рис. 3-41. Форма катушки комбинированной обмотки

обмоток такого типа в случаях, когда требуется наличие полного или большого числа уравнителей. Вместе с тем комбинированные обмотки сложны по конструктивному исполнению, охлаждение их лобовых частей хуже, а их естественные контуры для уравнительных токов имеют повышенную индуктивность, что ухудшает коммутацию (см. § 6-4). Поэтому применение этих обмоток ограничено.

Секции комбинированной обмотки часто объединяют в катушки, форма которых показана на рис. 3-41. Вследствие такой формы катушек комбинированную обмотку часто называют лягушечьей.

Рассмотрим пример комбинированной обмотки с данными: $2p=4$, $a_п=a_в=2$, $Z=Z_э=S=K=18$. Петлевая обмотка является простой, а волновая обмотка — двухходовой двукратнозамкнутой.

Шаги петлевой обмотки:

$$y_{к.п}=+1;$$

$$y_{1п}=\frac{Z_э}{2p}-\varepsilon=\frac{18}{4}-\frac{1}{2}=4;$$

$$y_{2п}=y_{к.п}-y_{1п}=1-4=-3.$$

Шаги волновой обмотки:

$$y_{к.в}=\frac{K-a_в}{p}=\frac{18-2}{2}=8;$$

$$y_{1в}=\frac{Z_э}{2p}+\varepsilon=\frac{18}{4}+\frac{1}{2}=5;$$

$$y_{2в}=y_{к.в}-y_{1в}=8-5=3.$$

Условия (3-30) выполняются.

Элементы схемы обмотки изображены на рис. 3-42, причем петлевая и волновая обмотки показаны по разным сторонам от коллектора.

Входящие в рассматриваемую комбинированную обмотку простая петлевая и сложная волновая обмотки имеют те же данные, что и обмотки, рассмотренные в § 3-3 и 3-6 (см. рис. 3-16, 3-17 и 3-19; рис. 3-37, 3-38 и 3-39), и поэтому полная схема ее представляет собой сочетание схем рис. 3-17 и 3-38. Векторные диаграммы на рис. 3-19 и 3-39 одинаковы, что свидетельствует о правильном выборе данных комбинированной обмотки и о ее хороших рабочих свойствах.

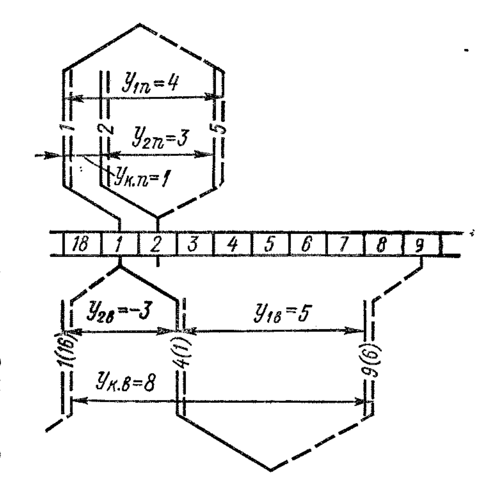


Рис. 3-42. Элементы схемы комбинированной обмотки с $2p=4$, $a_п=a_в=2$, $Z=Z_э=S=K=18$

При сравнении схем рис. 3-38 и 3-42 следует иметь в виду, что на рис. 3-38 нумерация пазов выполнена так, как показано в нижней части рис. 3-42 в скобках.

§ 3-8. Выбор типа обмотки

Исходя из рациональных в практическом отношении размеров пазов, проводников обмотки, коллекторных пластин и щеток, а также из условий коммутации, ток параллельной ветви ограничивают значениями $i_a=300\div350$ А, а в отдельных случаях $i_a=400\div450$ А. С другой стороны, в машинах малой мощности для получения заданного значения $U_н$ из-за малых значений Ф требуется большое число витков в ветви обмотки, что ограничивает сечение проводников и i_a. Поэтому в таких машинах применяется обмотка с минимальным числом ветвей, т. е. простая волновая обмотка, а в машинах больших мощностей — другие типы обмоток.

Соответственно этому при $U_н=220$ В и $n_н=500\div1500$ об/мин простая волновая обмотка используется до $P_н=80\div100$ кВт, сложная волновая обмотка — при $P_н=150\div300$ кВт, а простая

петлевая обмотка — при $P_н = 100 \div 500$ кВт и выше. Сложные петлевые обмотки применяются в машинах низкого напряжения ($U_н < 50$ В) на большие токи и в крупных машинах нормального и повышенного напряжения ($U_н > 110$ В). При других напряжениях указанные мощности изменяются пропорционально $U_н$.

Комбинированные обмотки находят некоторое применение в машинах предельной мощности и при тяжелых режимах работы (быстро меняющиеся нагрузки и т. д.). На выбор типа обмотки влияет также число полюсов, скорость вращения и т. д.

Значение $w_c = 1$ используется только в машинах низкого напряжения при больших токах. При $U_н = 220$ В и $P_н > 30 \div 50$ кВт число витков в секции всегда равно единице.

Глава четвертая

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

§ 4-1. Э. д. с. якоря и электромагнитный момент

Э. д. с. якоря. Обозначим буквой N число активных проводников обмотки и рассчитаем э. д. с. якоря E_a в предположении, что $y_1 = \tau$ и щетки установлены на геометрической нейтрали. Тогда э. д. с. всех $N/2a$ проводников параллельной ветви складываются арифметически и для вычисления E_a можно просуммировать э. д. с. $N/2p$ проводников, расположенных под одним полюсом, и умножить результат на $2p/2a$. Таким образом,

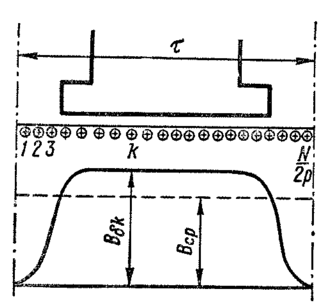


Рис. 4-1. Определение э. д. с. якоря и электромагнитного момента

$$E_a = \frac{2p}{2a}\sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k} l_\delta v = \frac{p l_\delta v}{a}\sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k}, \quad (4\text{-}1)$$

где $B_{\delta k}$ — значение индукции под k-м проводником на протяжении полюсного деления (рис. 4-1).

При достаточно большом $N/2p$ можно положить (рис. 4-1)

$$\sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k} = \frac{N}{2p} B_{ср},$$

где $B_{ср}$ — среднее значение магнитной индукции на протяжении полюсного деления, равное

$$B_{ср} = \frac{\Phi_\delta}{\tau l_\delta}.$$

Кроме того, окружная скорость якоря

$$v = 2p\tau n.$$

После подстановки этих величин в выражение (4-1) получим

$$\boxed{E_a = \frac{pN}{a}\Phi_\delta n} \quad (4\text{-}2)$$

или

$$\boxed{E_a = c_e \Phi_\delta n,} \quad (4\text{-}3)$$

где

$$\boxed{c_e = pN/a} \quad (4\text{-}4)$$

— постоянная для каждой машины величина.

Если вместо величины n ввести в формулу (4-2) угловую скорость вращения

$$\boxed{\Omega = 2\pi n,} \quad (4\text{-}5)$$

то получим

$$\boxed{E_a = c_м \Phi_\delta \Omega,} \quad (4\text{-}6)$$

где

$$\boxed{c_м = \frac{c_e}{2\pi} = \frac{pN}{2\pi a}.} \quad (4\text{-}7)$$

Как следует из выражений (4-3) и (4-6), э. д. с. E_a пропорциональна основному магнитному потоку и скорости вращения и не зависит от формы кривой распределения индукции в воздушном зазоре.

При укороченном или удлиненном шаге обмотки в выражения (4-2), (4-3) и (4-6) вместо Φ_δ нужно подставлять значение потока,

с которым сцепляется секция при симметричном ее расположении относительно полюса (рис. 4-2). При этом удлинение шага на некоторую величину Δ равноценно укорочению шага на такую же величину. При наличии скоса пазов нужно исходить из этого же принципа. Однако в обычных условиях, когда удлинение или укорочение шага, а также скос пазов малы, влияние их мало и не учитывается.

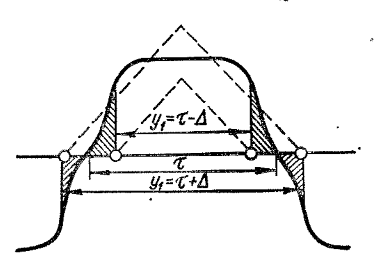


Рис. 4-2. Определение потока, сцепляющегося с обмоткой при неполном шаге

Когда щетки сдвинуты с геометрической нейтрали, э. д. с. меньше. При этом в выражения (4-2), (4-3) и (4-6) нужно подставлять значение потока, с которым сцепляется секция в момент ее замыкания накоротко щетками. Если щетки сдвинуты с нейтрали на половину полюсного деления, то $E_a = 0$.

Электромагнитный момент и электромагнитная мощность. При тех же предположениях, что и при определении E_a, электромагнитный момент машины

$$M_{эм} = 2p \sum_{k=1}^{N/2p} \frac{D_a}{2} B_{\delta k} l_\delta i_a.$$

Подставим сюда

$$D_a = \frac{2p\tau}{\pi}; \quad i_a = \frac{I_a}{2a}.$$

Тогда

$$M_{эм} = \frac{p}{2\pi a} \tau l_\delta I_a 2p \sum_{k=1}^{N/2p} B_{\delta k}.$$

Если выразить сумму в этом выражении, как и выше, через $B_{ср}$ и Φ_δ, то в окончательной форме получим

$$\boxed{M_{эм} = c_м \Phi_\delta I_a,} \qquad (4\text{-}8)$$

причем постоянный для каждой данной машины коэффициент $c_м$ определяется равенством (4-7).

Сделанные выше замечания о влиянии формы кривой поля, шага обмотки, скоса пазов и сдвига щеток с нейтрали действительны и для данного случая. Момент в системе СИ получается в ньютонметрах (Н·м). При необходимости выразить момент в килограммметрах (кгс·м) надо результат разделить на 9,81.

Отметим, что выражение (4-8) с учетом равенства (4-7) можно представить также в виде

$$M_{эм} = \frac{1}{2\pi} \left(N \frac{I_a}{2a}\right) (2p\Phi_\delta), \qquad (4\text{-}9)$$

откуда следует, что момент пропорционален потоку всех полюсов $(2p\Phi_\delta)$ и току всех проводников якоря $\left(N\frac{I_a}{2a}\right)$.

Из соотношений (4-6) и (4-8) вытекают также два равноценных выражения для электромагнитной мощности:

$$\boxed{P_{эм} = E_a I_a = M_{эм}\Omega.} \qquad (4\text{-}10)$$

При выводе формул э. д. с. и момента предполагалось, что проводники обмотки расположены на гладкой поверхности якоря. В действительности проводники находятся в пазах, где магнитная индукция ослаблена. Однако полученные формулы справедливы и в этом случае, так как э. д. с. и момент определяются значением потока, сцепляющегося с секциями обмотки. При расположении проводников в пазах механические усилия действуют главным образом не на проводники обмотки, а на зубцы якоря.

§ 4-2. Основные электромагнитные нагрузки и машинная постоянная

Электромагнитные нагрузки. Ниже в данной главе предполагается, что все рассматриваемые величины относятся к номинальному режиму, и для краткости это не указывается дополнительными индексами.

Важнейшими электромагнитными нагрузками электрической машины, определяющими степень использования материалов и размеры машины при заданной номинальной мощности, являются магнитная индукция в воздушном зазоре B_δ и *линейная токовая нагрузка* якоря A_a.

Последняя представляет собой общее значение тока обмотки якоря на единицу длины окружности якоря. Для машин постоянного тока

$$\boxed{A_a = \frac{Ni_a}{\pi D_a} = \frac{NI_a}{2a\pi D_a} = \frac{NI_a}{4ap\tau}.} \qquad (4\text{-}11)$$

В малых машинах вследствие малого диаметра якоря D_a геометрические соотношения зубцовой зоны менее благоприятны, так как

зубцовое деление у корня зубца значительно меньше, чем на внешней поверхности якоря. Поэтому во избежание сильного насыщения корня зубца в таких машинах приходится выбирать меньшие значения B_δ (см. § 2-5). Кроме того, у малых машин глубина паза меньше и вследствие малых размеров пазов и сечений проводников изоляция занимает относительно бóльшую часть площади паза, чем у крупных машин. По этим причинам A_a в малых машинах также меньше, чем в крупных. В машинах постоянного тока при $D_a =$ = 10 и 300 см линейная нагрузка соответственно находится в пределах:

$$A_a = (1,0 \div 1,5)\cdot 10^4 \text{ А/м} = 100 \div 150 \text{ А/см};$$

$$A_a = (4,5 \div 6,0)\cdot 10^4 \text{ А/м} = 450 \div 600 \text{ А/см}.$$

Значения A_a, а также плотности тока якоря j_a ограничиваются в первую очередь условиями охлаждения.

Действительно, потери мощности в единице объема проводников обмотки якоря равны ρj_a^2, где ρ — удельное электрическое сопротивление проводника. С другой стороны, сечение проводников обмотки на единицу длины окружности якоря

$$S_{a1} = A_a/j_a.$$

Поэтому потери в обмотке якоря, приходящиеся на единицу поверхности якоря,

$$p_{a1} = 1 S_{a1}\rho j_a^2 = \rho A_a j_a. \qquad (4\text{-}12)$$

Рис. 4-3. Определение средней касательной силы

Чем больше p_{a1}, тем труднее условия охлаждения обмотки якоря. В малых машинах, у которых A_a мало, j_a берут больше, а в крупных машинах — наоборот. Величину j_a также можно отнести к числу основных электромагнитных нагрузок. При D_a = 10 см в среднем $j_a \approx 10$ А/мм², а при $D_a =$ = 300 см обычно $j_a = 4,0 \div 5,5$ А/мм².

Средняя касательная сила. Значения B_δ и A_a определяют среднюю касательную силу $F_к$ на единицу всей поверхности якоря (рис. 4-3):

$$\boxed{F_к = \alpha_\delta B_\delta A_a.} \qquad (4\text{-}13)$$

Коэффициент полюсной дуги α_δ учитывает здесь то обстоятельство, что индукция B_δ действует в пределах полюсного деления только на протяжении дуги $\alpha_\delta\tau$ (см. § 2-2), в результате чего среднее электромагнитное усилие на единицу всей поверхности якоря соответственно уменьшается. Как показано выше, допустимые

значения электромагнитных нагрузок оказываются ограниченными.

Если взять некоторые округленные значения из числа встречающихся на практике: $\alpha_\delta = 0,75$, $B_\delta = 0,8$ Т, $A_a = 5\cdot10^4$ А/м, то $F_к = 0,75\cdot0,8\cdot5\cdot10^4 = 3\cdot10^4$ Н/м² $\approx 3\cdot10^3$ кгс/м² = 0,3 кгс/см². Полученное значение характеризует реально достижимые электромагнитные усилия в электрических машинах.

Машинная постоянная Арнольда. Выражение для электромагнитного момента получим, если умножим $F_к$ [см. формулу (4-13)] на площадь поверхности якоря $\pi D_a l_\delta$, а затем на плечо $D_a/2$:

$$\boxed{M_{эм} = \frac{1}{2}\pi\alpha_\delta D_a^2 l_\delta B_\delta A_a.} \qquad (4\text{-}14)$$

Умножив $M_{эм}$ на $\Omega = 2\pi n$, получим зависимость $P_{эм}$ от основных геометрических размеров, электромагнитных нагрузок и скорости вращения машины:

$$P_{эм} = \pi^2\alpha_\delta D_a^2 l_\delta B_\delta A_a n. \qquad (4\text{-}15)$$

Эту же зависимость можно получить, если в выражение (4-10) подставить E_a из формулы (4-2) и выразить Φ_δ через B_δ и I_a через A_a [см. соотношение (4-11)].

Из выражения (4-15) определяется так называемая машинная постоянная Арнольда:

$$\boxed{C_A = \frac{D_a^2 l_\delta n}{P_{эм}} = \frac{1}{\pi^2\alpha_\delta B_\delta A_a}.} \qquad (4\text{-}16)$$

Величина C_A пропорциональна объему якоря на единицу электромагнитного момента, так как $D_a^2 l_\delta$ и $P_{эм}/n$ пропорциональны этим величинам. Согласно соотношению (4-16), величина C_A определяется электромагнитными нагрузками B_δ, A_a и коэффициентом α_δ.

На основании выражения (4-16) можно сделать вывод, что чем выше электромагнитные нагрузки, тем меньше размеры и стоимость машины при заданной мощности и скорости вращения.

Ввиду высокого коэффициента полезного действия электрической машины величина $P_{эм}$ близка к $P_н$ и характеризует поэтому также номинальную мощность.

Из выражений (4-14) и (4-16) следует, что геометрические размеры машины определяют непосредственно не мощность ее, а электромагнитный момент и при данных размерах мощность пропорциональна скорости вращения. Таким образом, при заданной мощности машины с большой скоростью вращения меньше по размерам, по массе и дешевле.

Если пользоваться, как это делается в практических руководствах, размерами величин в сантиметрах, оборотах в минуту и

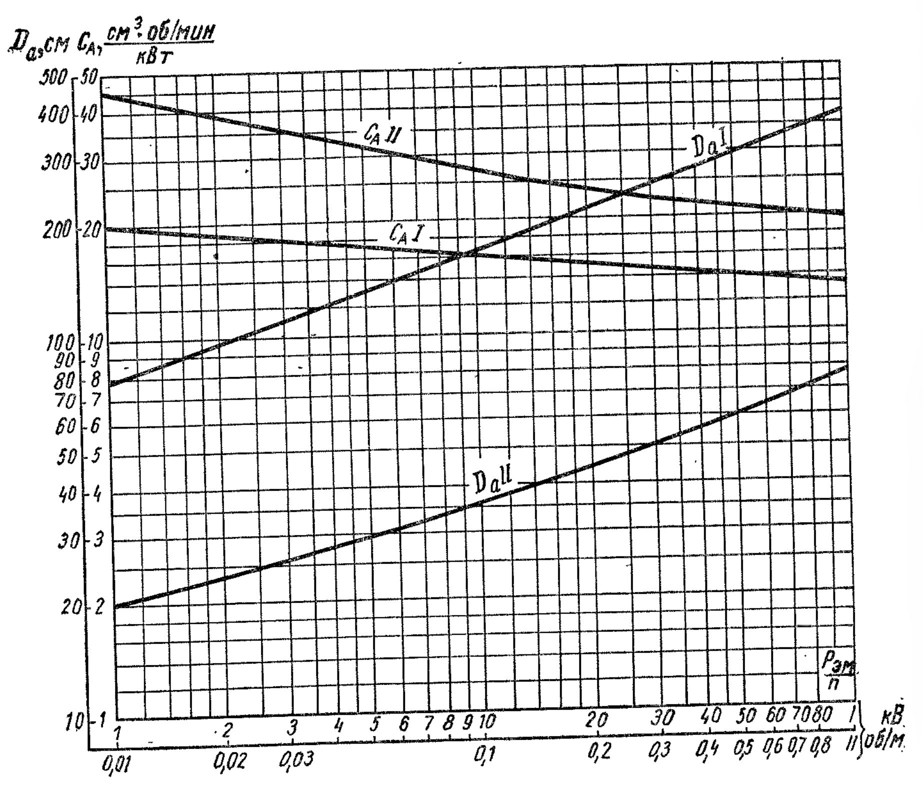


Рис. 4-4. Зависимости машинной постоянной Арнольда C_A и диаметра якоря D_a от $P_{эм}/n_н$ для машин постоянного тока

киловаттах, то в формулу (4-15) надо вместо соответствующих величин подставить $10^{-2}D_{a\,см}$, $10^{-2}l_{\delta\,см}$, $10^{-4}B_{\delta\,Гс}$, $10^{2}A_{a\,А/см}$, $60^{-1}n_{об/мин}$ и умножить результат на 10^{-3}. Тогда

$$P_{эм\,кВт} = \frac{\pi^2}{60 \cdot 10^{10}} \alpha_\delta D^2_{a\,см} l_{\delta\,см} B_{\delta\,Гс} A_{a\,А/см} n_{об/мин},$$

откуда

$$C_A = \frac{D^2_{a\,см} l_{\delta\,см} n_{об/мин}}{P_{эм\,кВт}} = \frac{6{,}1 \cdot 10^{10}}{\alpha_\delta B_{\delta\,Гс} A_{a\,А/см}}. \qquad (4\text{-}17)$$

На рис. 4-4 показана зависимость C_A от $P_{эм/кВт}/n_{об/мин}$. Она представляет собой падающую кривую, так как с увеличением гео-

метрических размеров машины значения B_δ и A_a, как указано выше, увеличиваются.

Для машин переменного тока действительны зависимости, которые подобны рассмотренным и отличаются только числовыми коэффициентами [21, 22, 23, 83, 84, 85].

При проектировании машины по заданному значению $P_{эм}/n$ из кривой рис. 4-4 можно найти C_A, а затем

$$D_a^2 l_\delta = \frac{C_A P_{эм}}{n}. \qquad (4\text{-}18)$$

Отношение

$$\lambda = l_\delta / D_a \qquad (4\text{-}19)$$

влияет на технико-экономические показатели машины. При увеличении λ уменьшается относительная величина неактивных лобовых частей машины, однако ухудшаются условия охлаждения, и поэтому необходимо уменьшать значения B_δ и A_a и т. д. В связи с этим существуют оптимальные значения λ, при которых по массе, стоимости и технико-экономическим показателям получается наилучший вариант машины. Оптимальные значения λ устанавливаются в результате технико-экономических расчетов и исследования опытных данных [40, 41].

Если оптимальное значение λ известно, то по соотношениям (4-18) и (4-19) можно определить по отдельности l_δ и D_a. На рис. 4-4 приведена кривая D_a, соответствующая оптимальным значениям λ. По известным C_A и D_a, согласно выражению (4-18), можно найти также l_δ.

Аналогичным образом определяются также основные размеры при проектировании машин переменного тока [21, 22, 23, 83, 84, 85].

§ 4-3. Влияние геометрических размеров на технико-экономические показатели машины

Рассмотрим ряд подобных в геометрическом отношении машин. Все геометрические размеры (длина и диаметр якоря, полюсное деление, ширина и высота пазов и т. д.) любой машины этого ряда отличаются от размеров другой машины этого же ряда в одинаковое число раз. Предположим, что у всех машин данного ряда плотность тока и магнитные индукции в соответствующих частях машин, а также скорость вращения одинаковы. В таком случае можно рассматривать зависимость мощности, потерь и других величин от какого-либо характерного для машины геометрического размера l, например, $l = D_a$ или $l = l_\delta$.

В геометрически подобных машинах общая площадь пазов изменяется прямо пропорционально l^2 и при $j_a = \mathrm{const}$ общий объем

тока в пазах также изменяется прямо пропорционально l^2. Так как диаметр якоря изменяется прямо пропорционально l, то при этом $A_a \sim l$. Поэтому при указанных условиях, согласно выражению (4-15),

$$P \sim l^4. \quad (4\text{-}20)$$

К этому выводу можно прийти и иначе. Действительно, при $N = \text{const}$ сечение проводника, а следовательно, и ток якоря I_a изменяются пропорционально l^2. Площадь поверхности якоря на один полюс, а значит, поток Φ_δ и э. д. с. E_a также изменяются пропорционально l^2. Следовательно, мощность

$$P = E_a I_a \sim l^4.$$

С другой стороны, объем машины V, ее масса G и стоимость C прямо пропорциональны l^3:

$$V \sim G \sim C \sim l^3, \quad (4\text{-}21)$$

и, следовательно,

$$G/P \sim C/P \sim 1/l. \quad (4\text{-}22)$$

Это значит, что масса машины и ее стоимость на единицу мощности уменьшаются с увеличением геометрических размеров обратно пропорционально l.

При $B = \text{const}$, $j = \text{const}$ и $f = \text{const}$ электрические и магнитные потери мощности в отдельных частях машины на единицу объема также постоянны. Следовательно, эти потери растут прямо пропорционально l^3. То же приблизительно верно и для механических потерь. Поэтому суммарные потери

$$p_\Sigma \sim l^3 \quad (4\text{-}23)$$

и

$$p_\Sigma/P \sim 1/l. \quad (4\text{-}24)$$

Таким образом, потери на единицу мощности при увеличении l и P уменьшаются, а к. п. д. машины увеличивается.

Площадь поверхностей охлаждения $S_{\text{охл}}$, с которых отводятся выделяющиеся в виде тепла потери p_Σ, растет прямо пропорционально l^2, и поэтому

$$p_\Sigma/S_{\text{охл}} \sim l. \quad (4\text{-}25)$$

Следовательно, значение потерь на единицу поверхностей охлаждения растет прямо пропорционально l, и поэтому условия охлаждения в крупных машинах ухудшаются.

Это вызывает необходимость совершенствования способов охлаждения электрических машин при увеличении их размеров и мощности.

Полученные зависимости не вполне точны, так как произведение $B_\delta A_a$ в действительности увеличивается медленнее, чем l (см. § 4-2). Однако эти зависимости вполне четко выявляют общие закономерности и тенденции и притом в одинаковой степени как для машин постоянного, так и для машин переменного тока.

Из полученных зависимостей следует, что относительный расход материалов и относительная стоимость у крупных машин всегда меньше, а к. п. д. выше, чем у малых машин. Аналогичным образом нетрудно установить, что при сохранении неизменными геометрических размеров и электромагнитных нагрузок масса, стоимость и потери на единицу мощности с увеличением скорости вращения уменьшаются.

Поэтому экономически целесообразно строить и применять, где это возможно, крупные и быстроходные электрические машины.

Глава пятая

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ МАШИНЫ ПРИ НАГРУЗКЕ

§ 5-1. Реакция якоря и ее виды

Явление реакции якоря. Во второй главе было рассмотрено магнитное поле машины постоянного тока при холостом ходе ($I_a = 0$), создаваемое обмоткой возбуждения. Картина магнитного поля для этого случая при $2p = 2$ изображена на рис. 5-1, *а*. При нагрузке машины ($I_a \neq 0$) обмотка якоря создает собственное магнитное поле, картина которого при установке щеток на геометрической нейтрали и при отсутствии возбуждения ($i_в = 0$) изображена на рис. 5-1, *б*. Как видно из рис. 5-1, *б*, ось поля якоря направлена по оси щеток *1—1*. Развиваемый в машине электромагнитный момент можно рассматривать как результат взаимодействия полюсов поля якоря $N_a - S_a$ (рис. 5-1, *б*) и полюсов поля возбуждения $N - S$ (рис. 5-1, *а*).

Поля якоря и индуктора, действующие совместно, образуют результирующее поле, характер которого на основании рис. 5-1, *а* и *б* показан на рис. 5-2. Полярность полюсов и направления токов якоря на этом рисунке соответствуют случаю, когда в режиме генератора (*Г*) якорь вращается по часовой стрелке, а в режиме двигателя (*Д*) — против часовой стрелки.

Из рис. 5-2 видно, что под влиянием поля якоря результирующее поле машины изменяется. Это явление называется **реакцией якоря**.

Поперечная реакция якоря. При установке щеток на геометрической нейтрали *1—1* (рис. 5-1, *б*) поле якоря направлено поперек оси полюсов, и в этом случае оно называется **полем поперечной реакции якоря**.

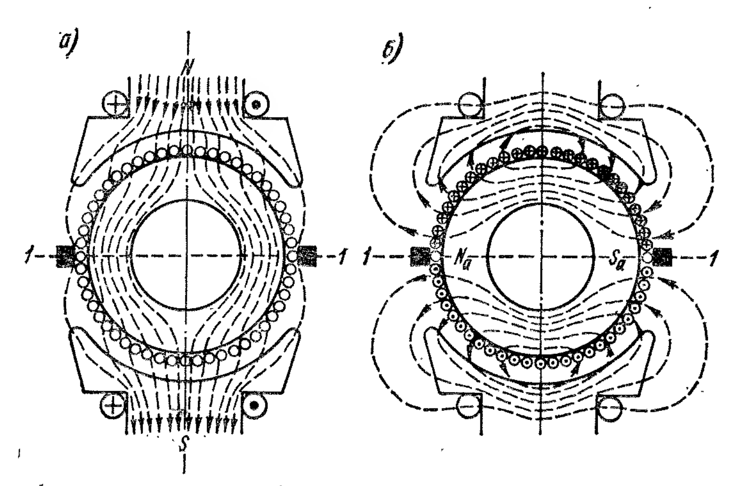


Рис. 5-1. Магнитное поле индуктора (*а*) и якоря (*б*)

Как следует из рис. 5-2, поперечная реакция якоря вызывает ослабление поля под одним краем полюса и его усиление под другим, вследствие чего ось результирующего поля поворачивается в генераторе по направлению вращения якоря, а в двигателе — в обратную сторону. Если условно, как это иногда делается, рассматривать линии магнитной индукции в качестве упругих нитей, то возникновение электромагнитного момента можно рассматривать как результат действия упругих сил этих нитей, стремящихся сократиться и повернуть якорь. Из рис. 5-2 видно, что при такой трактовке явлений направления действия моментов совпадают с реальными как в режиме генератора, так и в режиме двигателя.

Под воздействием поперечной реакции якоря нейтральная линия на поверхности якоря, на которой $B_\delta = 0$, поворачивается из положения геометрической нейтрали *1—1* на некоторый угол β в положение *2—2* (рис. 5-2), которое называется **линией физической нейтрали**. В генераторе физическая нейтраль повернута в сторону вращения якоря, а в двигателе — в обратную сторону.

Из рис. 5-1, *б* следует, что при вращении якоря в проводниках, показанных в левой части рис. 5-1, *б*, поле поперечной реакции якоря индуктирует э. д. с. одного направления, а в правой — другого. В результате этого при установке щеток на геометрической нейтрали суммарная э. д. с. от поля реакции якоря в каждой параллельной ветви обмотки и на щетках равна нулю.

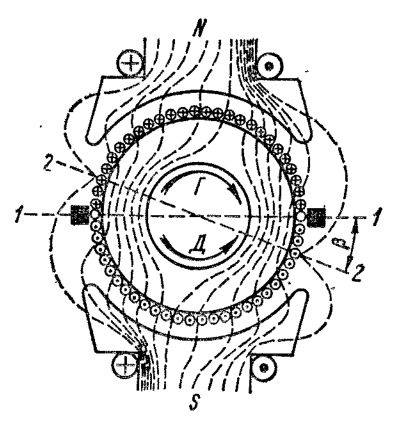


Рис. 5-2. Результирующее магнитное поле при установке щеток на геометрической нейтрали

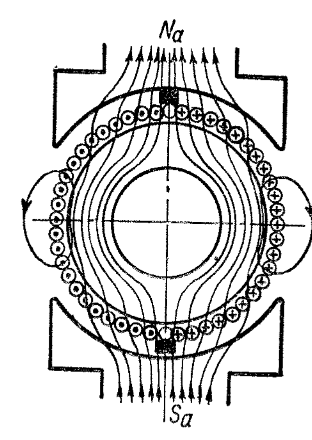


Рис. 5-3. Поле продольной реакции якоря

Продольная реакция якоря. Если щетки сдвинуты с геометрической нейтрали на 90° эл. (рис. 5-3), то поле якоря действует вдоль оси полюсов и называется **полем продольной реакции якоря**. Это поле в зависимости от направления тока в якоре оказывает на поле полюсов намагничивающее или размагничивающее действие, и в результате его взаимодействия с полем полюсов электромагнитный момент не возникает. Индуктируемая при вращении якоря э. д. с. на щетках будет в этом случае также равна нулю.

Общий случай реакции якоря. Обычно щетки устанавливаются на геометрической нейтрали. Однако в результате неточной установки щеток, а также сознательных действий персонала щетки могут быть сдвинуты с геометрической нейтрали на некоторый угол α (рис. 5-4, *а*), причем $0 < \alpha < 90°$ эл. В таком общем случае поверхность якоря на протяжении двойного полюсного деления можно разбить на две пары симметричных секторов: 1) *аб* и *гв*, 2) *аг* и *бв*. Токи первой пары секторов (рис. 5-4, *б*) создают поле поперечной реакции якоря, а токи второй пары (рис. 5-4, *в*) — поле продольной реакции якоря.

. Указанные на рис. 5-4, *а* полярности полюсов и направления токов якоря соответствуют вращению якоря в режиме генератора (*Г*) по часовой стрелке, а в режиме двигателя (*Д*) — против часовой стрелки.

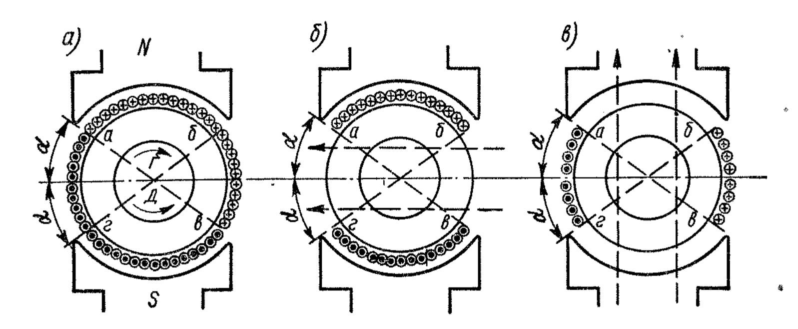


Рис. 5-4. Разложение н. с. реакции якоря при сдвиге щеток с нейтрали (*а*) на поперечную (*б*) и продольную (*в*)

Как следует из рис. 5-4, при повороте щеток генератора в направлении вращения и щеток двигателя против направления вращения возникает размагничивающая продольная реакция якоря, вызывающая уменьшение потока полюсов. При сдвиге щеток в обратном направлении возникает намагничивающая продольная реакция якоря, вызывающая увеличение потока полюсов.

§ 5-2. Влияние реакции якоря на магнитный поток машины

Н. с. поперечной реакции якоря. Рассмотрим вопросы количественного учета влияния реакции якоря на магнитный поток машины. При этом для простоты примем следующие допущения: 1) якорь не имеет пазов, однако влияние пазов на магнитное сопротивление зазора учитывается введением в рассмотрение эквивалентного воздушного зазора $\delta' = k_\delta \delta$ (см. § 2-2); 2) проводники якоря распределены равномерно по окружности якоря. Получаемые при этом результаты достаточно точны для практических целей.

На рис. 5-5, *а* изображена машина в развернутом виде на протяжении двойного полюсного деления, причем щетки установлены на геометрической нейтрали. Характер возникающего поля поперечной реакции якоря также показан на рисунке. Величины, относящиеся к поперечной реакции якоря, будем обозначать индексами *aq*, а к продольной реакции — индексами *ad*.

Применим закон полного тока

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = \Sigma i$$

к линии магнитной индукции, пересекающей зазор в пределах полюсного наконечника на расстоянии x от центра полюса, и предположим сначала, что в стальных участках магнитной цепи $\mu_c = \infty$ и поэтому в стали $H = 0$. Можно принять также, что вдоль магнитной линии в воздушном зазоре $H_{aqx} = \text{const}$. Тогда вместо указанного интегрального соотношения получим

$$2H_{aqx}\delta' = 2A_a x,$$

где A_a — линейная нагрузка якоря.

Таким образом,

$$B_{aqx} = \mu_0 H_{aqx} = \frac{\mu_0}{\delta'} A_a x.$$

Это соотношение можно представить в виде

$$B_{aqx} = \lambda_x F_{aqx}, \qquad (5\text{-}1)$$

где

$$\lambda_x = \mu_0/\delta' \qquad (5\text{-}2)$$

представляет собой магнитную проводимость зазора на единицу площади, а

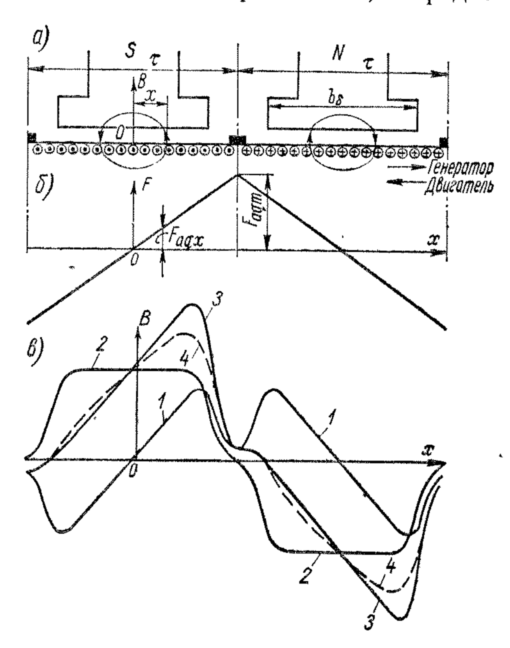


Рис. 5-5. Магнитное поле машины в воздушном зазоре при наличии поперечной реакции якоря

$$F_{aqx} = A_a x \qquad (5\text{-}3)$$

— н. с. поперечной реакции якоря в точке с координатой x.

На основании соотношения (5-3) можно построить зависимость $F_{aqx} = f(x)$, причем надо учесть, что при изменении направления тока в проводниках якоря A_a меняет знак (рис. 5-5, *б*). Максимальное значение F_{aqx} достигается на линии геометрической нейтрали:

$$\boxed{F_{aqm} = A_a \tau/2,} \qquad (5\text{-}4)$$

а возле края полюсного наконечника

$$F_{aqb} = A_a b_\delta/2. \qquad (5\text{-}5)$$

Размагничивающее действие поперечной реакции якоря. При $\lambda_x = \text{const}$ кривая индукции B_{aqx} повторяла бы кривую F_{aqx}. Однако в междуполюсном пространстве λ_x уменьшается, и $B_{aqx} = f(x)$ принимает форму кривой *1* на рис. 5-5, *в*. На этом же рисунке кривая *2* представляет собой распределение индукции поля возбуждения в зазоре. Кривая индукции результирующего поля *3* получается при отсутствии насыщения путем сложения ординат кривых *1* и *2*. В действительности вследствие насыщения магнитной цепи результирующая индукция на тех участках, где поля складываются, будет меньше арифметической суммы ординат кривых *1* и *2*, а на участках, где поля вычитаются, — больше арифметической разности ординат кривых *1* и *2*. Поэтому с учетом насыщения кривая индукции результирующего поля примет вид штриховой кривой *4*.

При отсутствии насыщения поперечная реакция якоря вызывает лишь искажение кривой поля в зазоре, однако поток одного полюса остается неизменным. Но при наличии насыщения уменьшение потока на том краю полюса, где поля вычитаются, будет больше, чем увеличение на том краю полюса, где поля складываются. Это объясняется тем, что насыщение сильнее там, где сильнее результирующее поле.

Вследствие этого под влиянием насыщения поперечная реакция якоря всегда вызывает некоторое уменьшение потока полюсов, и в этом смысле говорят, что поперечная реакция якоря действует размагничивающим образом.

Следует отметить, что в некоторых случаях в машинах мощностью до 30—40 кВт при номинальной нагрузке, а также в других машинах в таких режимах работы, когда поток возбуждения ослаблен, под воздействием реакции якоря возможно изменение направления («опрокидывание») поля под одним краем полюса. При $P_н > 50$ кВт значение δ обычно выбирают таким, чтобы при номинальной нагрузке не происходило «опрокидывания» поля. С этой же целью в мощных машинах зазор под краями полюсных наконечников делают больше, чем под центром полюса. Это приводит также к улучшению условий коммутации сложных обмоток, так как распределение индукции поля возбуждения приближается к синусоидальному и э. д. с. от высших гармоник поля, которые могут вызвать большие разности напряжений между соседними коллекторными пластинами многоходовых петлевых обмоток, уменьшается.

Количественный учет влияния поперечной реакции якоря. Насыщение полюсных наконечников и тела якоря невелико, и поэтому при количественном учете влияния поперечной реакции якоря достаточно учесть лишь насыщение зубцов. Для такого учета по данным расчета магнитной цепи при холостом ходе (см. гл. 2) строят так называемую переходную магнитную характеристику машины

(рис. 5-6), представляющую собой зависимость индукции в воздушном зазоре B_δ при холостом ходе от суммы н. с. зазора и зубцов: $F_{\delta z} = F_\delta + F_z$.

Пусть при холостом ходе B_δ определяется ординатой *аб* на рис. 5-6. Тогда н. с. воздушного зазора и зубцового слоя $F_{\delta z}$, создаваемая обмоткой возбуждения, будет равна абсциссе *Оа*. Согласно изложенному выше (см. рис. 5-5), при нагрузке по центральной осевой линии полюсного наконечника (координата $x = 0$ на рис. 5-5) действует такая же н. с., однако в других точках воздушного зазора будет действовать н. с.

$$F_{\text{в}a} = F_{\delta z} + F_{aqx} = F_{\delta z} + A_a x. \tag{5-6}$$

Если отложить на рис. 5-6 от точки *а* вправо и влево н. с. F_{aqb}, вычисленную по формуле (5-5), то действующая в разных точках на протяжении полюсного наконечника н. с. $F_{\text{в}a}$ будет равна абсциссам точек отрезка *ваг*, а индукция результирующего поля в зазоре в этих точках на протяжении полюсного наконечника определится ординатами участка кривой *дбе*.

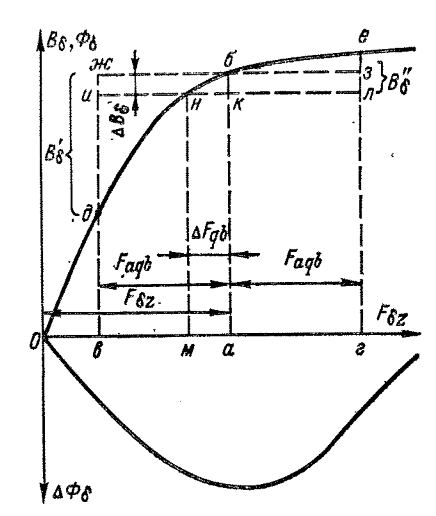


Рис. 5-6. Определение размагничивающего действия поперечной реакции якоря

Отрезок *вг* на рис. 5-6 пропорционален ширине полюсного наконечника, и поэтому площадь фигуры *вдбегав* пропорциональна потоку полюса при нагрузке. В то же время площадь прямоугольника *вжзг* пропорциональна потоку полюса при холостом ходе. Поэтому площадь криволинейного треугольника *без* характеризует увеличение потока под одной половиной полюса, а площадь треугольника *джб* — его уменьшение под другой половиной полюса. Таким образом, разность площадей этих треугольников определяет уменьшение потока полюса под влиянием поперечной реакции якоря.

Заменим на рис. 5-6 фигуру *вдбегав* равновеликим ей по площади прямоугольником *вилг*. Тогда ордината *ак* представляет собой среднюю индукцию $B_{\delta н}$ в воздушном зазоре при нагрузке, а отрезок $бк = \Delta B_\delta$ — уменьшение средней индукции при нагрузке. По данным расчета магнитной цепи при холостом ходе можно отложить по оси ординат вместо B_δ пропорциональное ей значение потока Φ_δ

в воздушном зазоре. Тогда отрезок $бк = \Delta\Phi_\delta$ непосредственно определяет уменьшение потока полюса под воздействием поперечной реакции якоря.

Отрезок $ма = \Delta F_{qb}$ на рис. 5-6 представляет собой значение н. с. возбуждения, эквивалентное размагничивающему действию поперечной реакции якоря. Соответствующим увеличением н. с. возбуждения размагничивающее действие реакции якоря может быть скомпенсировано.

Если перемещать точку a на рис. 5-6 при $F_{aqb} = \text{const}$ вдоль оси абсцисс, т. е. рассматривать влияние поперечной реакции при разных условиях насыщения, то $\Delta\Phi_\delta$ будет изменяться так, как показано в нижней части рис. 5-6. Значение $\Delta\Phi_\delta$ максимально для точки, соответствующей колену переходной характеристики, и уменьшается от этой точки в обе стороны. Таким образом, влияние поперечной реакции якоря при $I_a = \text{const}$ зависит от положения рабочей точки на магнитной характеристике машины.

При неизменной н. с. возбуждения зависимость ΔF_{qb} и $\Delta\Phi_\delta$ от I_a является сложной функцией. Однако при изменении I_a в небольших пределах в области номинальной нагрузки можно без особой погрешности принять, что $\Delta F_{qb} \sim I_a$.

Подсчет площадей криволинейных треугольников вида *джб* и *без* на рис. 5-6 трудоемок. Поэтому различными авторами предложены более удобные методы определения $\Delta\Phi_\delta$ и ΔF_{qb}.

Метод В. Т. Касьянова предусматривает проведение (рис. 5-7, *а*) прямых *д'б* и *бе'* таким образом, чтобы были соответственно равны площади треугольников *джб* и *д'жб* и площади треугольников *без* и *бе'з*. Достаточно точное проведение таких прямых возможно по глазомерной оценке. Затем прямая *бе'* продолжается до пересечения с линией *вж* в точке *и*. Тогда $\Delta\Phi_\delta$ определяется площадью треугольника *д'иб* и

$$\frac{\Delta\Phi_\delta}{\Phi_\delta} = \frac{\frac{1}{2}\,д'и \times жб}{2аб \times жб} = \frac{д'и}{4аб},$$

откуда нетрудно найти $\Delta\Phi_\delta$ и затем соответствующее значение ΔF_{qb}.

Метод Г. Н. Петрова исходит из определения площади фигур, ограниченных кривыми параболического характера, по формуле Симпсона. При этом поток при нагрузке (рис. 5-7, *б*)

$$\Phi_\delta = \frac{вд + 4аб + ге}{6}\,вг$$

и уменьшение потока

$$\Delta\Phi_\delta = \left(аб - \frac{вд + 4аб + ге}{6}\right) вг = \frac{(аб - вд) - (ге - аб)}{6}\,вг = \frac{B'_\delta - B''_\delta}{6}\,A_a b_\delta.$$

С другой стороны, если увеличить н. с. возбуждения на ΔF_{qb} (рис. 5-7, *б*), чтобы скомпенсировать таким образом влияние реакции якоря, это будет соответствовать увеличению потока на сумму площадей криволинейных прямоугольников *джж'д'* и *зее'з'*, которая приближенно равна

$$\Delta\Phi_\delta = жд\,\Delta F_{qb} + ез\Delta F_{qb} = (B'_\delta + B''_\delta)\,\Delta F_{qb}.$$

Приравнивая два выражения для $\Delta\Phi_\delta$, имеем

$$\boxed{\Delta F_{qb} = \frac{1}{6}\,\frac{B'_\delta - B''_\delta}{B'_\delta + B''_\delta}\,A_a b_\delta.} \qquad (5\text{-}7)$$

Более точные результаты можно получить, если вычислить сначала ΔF_{qb} по формуле (5-7), отложить это значение ΔF_{qb} на рис. 5-7, *б* от точек *в* и *г* вправо и вычислить затем ΔF_{qb} снова, подставив в выражение (5-7) вместо B'_δ и B''_δ полусуммы $(дж + д'ж') : 2$ и $(зе + з'е') : 2$.

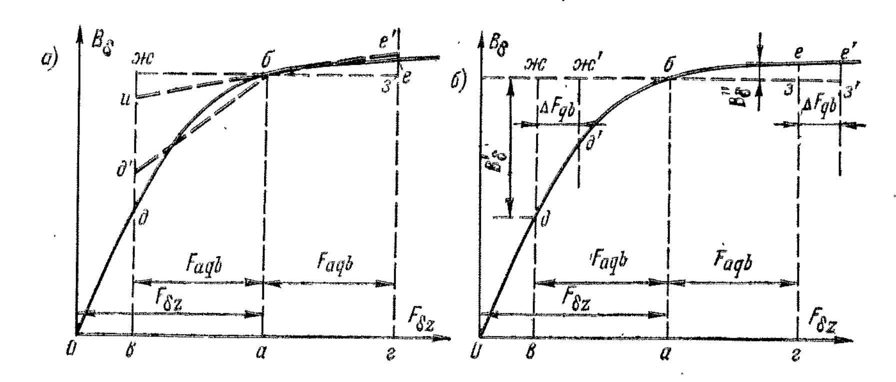


Рис. 5-7. Определение размагничивающего действия поперечной реакции якоря: *а* — по методу В. Т. Касьянова; *б* — по методу Г. Н. Петрова

Учет реакции якоря при сдвиге щеток. Сдвиг щеток с геометрической нейтрали, измеряемый длиной дуги

$$c = \alpha D_a/2$$

по окружности якоря (см. рис. 5-4), обычно невелик, так что $\tau - 2c > b_\delta$. При этом н. с. продольной реакции якоря на один полюс

$$F_{ad} = cA_a \qquad (5\text{-}8)$$

в зависимости от ее направления непосредственно складывается с н. с. возбуждения или вычитается из нее. В результате получается н. с. по продольной оси

$$F_d = F_в \pm F_{ad}. \qquad (5\text{-}9)$$

Для компенсации продольной реакции якоря в этом случае достаточно увеличить или уменьшить $F_в$ на величину F_{ad} в зависимости от того, является ли действие F_{ad} размагничивающим или на-

магничивающим. При таком методе не учитывается погрешность, связанная с тем, что поток рассеяния полюсов создается не н. с. F_d, а н. с. $F_в$. Однако эта погрешность невелика.

Учет размагничивающего действия поперечной реакции якоря в рассматриваемом случае производится так же, как при $c = 0$. Диаграмма н. с. якоря для этого случая показана на рис. 5-8, где кривые *1*, *2* и *3* представляют собой соответственно полную, поперечную и продольную н. с. реакции якоря.

Рис. 5-8. Н. с. реакции якоря при сдвиге щеток с нейтрали

Если $\tau - 2c < b_\delta$, то учет влияния реакции якоря несколько усложняется. Этот случай в нормальных машинах на практике не встречается и поэтому здесь подробнее не рассматривается.

§ 5-3. Напряжения между коллекторными пластинами и компенсационная обмотка

Напряжения между коллекторными пластинами. Реакция якоря в определенных условиях может вызвать нежелательные по своим последствиям явления.

К числу таких явлений относится прежде всего увеличение напряжения между коллекторными пластинами вследствие искажения поля под воздействием поперечной реакции якоря.

При холостом ходе максимальное напряжение между соседними пластинами в случае, например, применения простой петлевой обмотки

$$u_к = 2B_\delta w_c l_\delta v_a,$$

где w_c — число витков секции.

При нагрузке максимальная индукция под одним из краев полюса (см. рис. 5-5, *в*) достигает некоторого значения $B_{\delta\,макс}$ и

$$u_{к.\,макс} = 2B_{\delta макс} w_c l_\delta v_a.$$

Следовательно,

$$u_{к.\,макс}/u_к = B_{\delta макс}/B_\delta. \qquad (5\text{-}10)$$

Среднее напряжение между соседними коллекторными пластинами

$$u_{к.\,ср} = 2B_{\delta ср} w_c l_\delta v_a = 2\alpha_\delta B_\delta w_c l_\delta v_a,$$

и поэтому

$$\frac{u_{к.\,макс}}{u_{к.\,ср}} = \frac{B_{\delta макс}}{\alpha_\delta B_\delta}. \qquad (5\text{-}11)$$

При расчете машин постоянного тока число коллекторных пластин K выбирается таким, чтобы среднее напряжение между соседними коллекторными пластинами

$$u_{к.\,ср} = 2pU_н/K \qquad (5\text{-}12)$$

не превышало 18—22 В.

Согласно выражениям (5-11) и (5-12),

$$u_{к.\,макс} = \frac{2pU_н}{K}\,\frac{B_{\delta макс}}{\alpha_\delta B_\delta}. \qquad (5\text{-}13)$$

Предельное значение $u_{к.\,макс}$ ограничивается возможностью возникновения электрической дуги между смежными пластинами. Поэтому обычно требуется, чтобы $u_{к.\,макс} \leqslant 30 \div 50$ В.

Недопустимое повышение $u_{к.\,макс}$ может произойти либо вследствие увеличения $B_{\delta\,макс}$ под воздействием реакции якоря (например, значительная перегрузка машины), либо вследствие уменьшения B_δ (двигатели с регулированием скорости в широких пределах — см. гл. 10).

Искажение кривой поля тем значительнее, чем меньше воздушный зазор. Зазор в машинах средней и большой мощности выбирают обычно таким, чтобы при номинальном режиме индукция под краем полюса ($x = b_\delta/2$) не меняла своего направления («опрокидывание» поля). Согласно выражению (5-6), для этого необходимо, чтобы

$$F_{\delta z} \geqslant \frac{1}{2} A_a b_\delta.$$

При $D_a = 10 \div 50$ см обычно $\delta \approx 0{,}009\,D_a$.

Компенсационная обмотка.

Эффективным средством борьбы с искажением кривой поля и увеличением напряжения между коллекторными пластинами является применение компенсационной обмотки.

Она размещается в пазах, выштампованных в полюсных наконечниках (рис. 5-9, *а*), так, чтобы направления токов в этой обмотке и обмотке якоря в пределах каждого полюсного деления были противоположны. Если линейные нагрузки обеих обмоток равны ($A_a =$

$= A_{к.о}$), то влияние поперечной реакции якоря в пределах полюсного наконечника устраняется полностью (рис. 5-9, *б*). Последовательное соединение этих обмоток обеспечивает такую компенсацию при всех нагрузках. Однако соблюдение условия $A_a = A_{к.о}$ в точности не всегда возможно. В таких случаях в пределах полюсного наконечника сохраняется некоторое влияние поперечной реакции якоря и максимальное значение н. с. реакции якоря в нейтральной зоне

$$F_{aк} = \frac{A_a \tau}{2} - \frac{A_{к.о} b_\delta}{2} \quad (5\text{-}14)$$

также увеличивается (рис. 5-9, *в*).

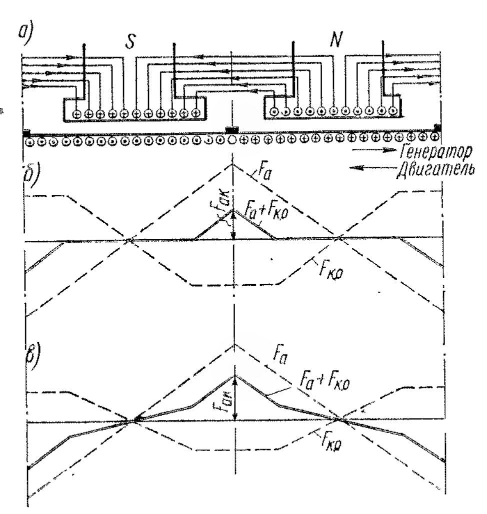


Рис. 5-9. Расположение компенсационной обмотки (*а*) и диаграммы н. с. якоря (F_a), компенсационной обмотки ($F_{к.о}$) и результирующей н. с. ($F_a + F_{к.о}$) при равенстве (*б*) и неравенстве (*в*) линейных нагрузок якоря и компенсационной обмотки

При наличии компенсационной обмотки воздушный зазор можно брать минимально допустимым по механическим условиям.

Компенсационная обмотка обычно применяется в мощных и быстроходных машинах, когда $U_н > 400 \div 450$ В, $P_н/2p > 80 \div 100$ кВт, машина подвергается перегрузкам более 20% и коммутация затруднена (реактивная э. д. с. $e_r > 5 \div 7$ В — см. § 6-4 и 6-5).

Глава шестая

КОММУТАЦИЯ

§ 6-1. Природа щеточного контакта

Природа проводимости в щеточном контакте.

Как уже указывалось (см. § 3-3), коммутацией называется процесс переключения секций обмотки из одной параллельной ветви в другую и изменения направления тока в них на обратное.

Во время коммутации секции замыкаются накоротко щетками, через которые ток из якоря передается во внешнюю цепь или из внешней цепи в якорь. Явления в щеточном контакте, т. е. между щетками и коллекторными пластинами, оказывают большое влияние на коммутацию и на исправную работу машины.

Передача тока от щетки к коллектору и обратно может осуществляться через: 1) непосредственный механический контакт между щеткой и коллектором, 2) мельчайшие частицы медной и графитной пыли и 3) ионизированные воздушные щели между щеткой и коллектором. Соответственно говорят о зонах: 1) непосредственного контакта, 2) пылевидного контакта и 3) ионной проводимости.

Ввиду неровности микрорельефа непосредственный механический контакт, или соприкосновение щетки с коллекторными пластинами, происходит только на части контактной поверхности щетки, и притом только в отдельных точках. Плотность тока в этих точках достигает нескольких тысяч ампер на квадратный миллиметр. Точечные контакты непостоянны ввиду их износа и разрушения, а также перемещения коллектора, причем время существования каждого точечного контакта в отдельности весьма невелико.

Вследствие износа щеток и коллектора в контактном слое всегда имеется множество мелких пылинок. Поэтому контакт и передача тока частично осуществляются через эти пылинки. Плотность тока при этом также велика, а продолжительность каждого контакта из-за движения коллектора и сгорания пылинок невелика.

Точки непосредственного и пылевидного контакта вследствие больших плотностей тока накаляются до красного и белого каления. При красном калении медь и щетки, поляризованные анодно, испускают ионы. При белом калении происходит термическая эмиссия электронов из катодно поляризованных щеток и пластин. Эмиттирующие электроны в свою очередь ионизируют воздух в контактном слое. В результате этого создается ионная проводимость тока. В зоне ионной проводимости под щеткой возникают также слабые электрические искровые и дуговые разряды. Такие разряды появляются и на краях щеток при замыкании секций накоротко и их размыкании.

Рассмотренные разнородные зоны проводимости невелики по размерам, перемежаются друг с другом и перемещаются по контактной поверхности щетки. Ионная проводимость преобладает при больших плотностях тока под щеткой ($j_щ > 5$ А/см²).

Искровые и дуговые разряды оказывают интенсивное термическое действие на материалы щетки и коллектора. Катод термически разрушается, и электродное вещество переносится с катода на анод. В результате этого происходит электрическая эрозия, следствием которой являются перенос материала и износ электродов. Высокие температуры возникают лишь в отдельных точках, и поэтому щетки

и коллекторные пластины в целом не нагреваются до высокой температуры.

Электролиз. В воздухе всегда есть влага, и все предметы покрыты тончайшей пленкой влаги, которая имеет определенную степень кислотности, так как в воздухе всегда содержатся различные окислы. Поэтому при прохождении тока через слой щеточного контакта возникает явление электролиза. В результате электролиза на коллекторе образуется блестящая пленка окислов меди, имеющая различную окраску (розовая, коричневая, фиолетовая, сине-стальная) и называемая политурой. Политура увеличивает переходное сопротивление щеточного контакта, ограничивает тем самым значение тока короткого замыкания секции и улучшает коммутацию.

Наличие хорошей политуры на коллекторе является признаком хорошей коммутации. Зеркало щетки при хорошей коммутации имеет также блестящую поверхность.

Сильное искрение и дуговые разряды разрушают политуру и зеркальную поверхность щеток, контактные поверхности становятся матовыми, и появляются следы нагара. Переходное сопротивление щеточного контакта при этом уменьшается, и условия коммутации ухудшаются.

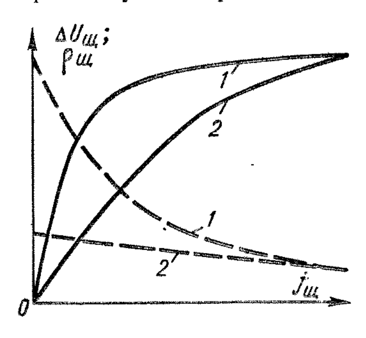


Рис. 6-1. Вольт-амперные характеристики щеток

В верхних слоях атмосферы влаги весьма мало, и условия коммутации машин постоянного тока на высотных самолетах сильно ухудшаются. Для создания политуры в этом случае применяются специальные сорта щеток.

Вольт-амперные характеристики щеток. Вследствие сложной природы щеточного контакта его переходное сопротивление не является постоянным, а зависит от значения тока. На рис. 6-1 сплошными линиями показаны две вольт-амперные характеристики щеток, представляющие собой зависимость падения напряжения в контактном слое щетки $\Delta U_щ$ от средней плотности тока под щеткой $j_щ$. Там же штриховыми линиями изображены кривые удельного переходного сопротивления

$$\rho_щ = \Delta U_щ / j_щ$$

в функции $j_щ$.

На начальном, круто поднимающемся, участке кривых $\Delta U_щ = f(j_щ)$ преобладает контактная проводимость, а на пологом участке — ионная проводимость.

Кривые *1* на рис. 6-1 соответствуют случаю, когда при малых $j_щ$ сопротивление $\rho_щ$ велико и начальная часть вольт-амперной характеристики круто поднимается. Такие щетки обеспечивают лучшие условия коммутации, чем щетки, соответствующие кривым *2* на рис. 6-1 (см. § 6-3 и 6-6).

§ 6-2. Искрение на коллекторе

Причины искрения.

С практической точки зрения важно, чтобы коммутация происходила без значительного искрения у контактных поверхностей щеток, так как сильное искрение портит поверхность коллектора и щеток и делает длительную работу машины невозможной.

Причины искрения на щетках можно подразделить на механические и электромагнитные.

Механические причины искрения большей частью связаны с нарушением контакта между щетками и коллектором. Такие нарушения вызываются: 1) неровностью поверхности коллектора, 2) плохой пришлифовкой щеток к коллектору, 3) боем коллектора, если он превышает 0,2—0,3 мм, 4) выступанием отдельных коллекторных пластин, 5) выступанием слюды между коллекторными пластинами, 6) заеданием щеток в щеткодержателях (тугая посадка), 7) вибрацией щеток (нежесткость токосъемного аппарата, плохая балансировка машины, слишком свободное расположение щеток в щеткодержателях с зазорами более 0,2—0,3 мм, слишком большое расстояние между обоймой щеткодержателя и коллектором — более 2—3 мм и т. д.). Искрение может быть вызвано также неравномерным натягом щеточных пружин, несимметричной разбивкой щеточных пальцев и щеток по окружности и другими причинами механического характера.

Электромагнитные причины искрения на щетках связаны с характером протекания электромагнитных процессов в коммутируемых секциях. Обеспечение достаточно благоприятного протекания этих процессов является важной задачей при создании машин постоянного тока, в особенности крупных. Изучение этих вопросов составляет основное содержание последующих параграфов настоящей главы.

Степень искрения. Качество коммутации, согласно ГОСТ 183—74 (табл. 6-1), оценивается степенью искрения (классом коммутации) под сбегающим краем щетки, т. е. под тем краем, из-под которого пластины коллектора выходят при своем вращении. Степени искрения 1, $1\frac{1}{4}$ и $1\frac{1}{2}$ допускаются при любых режимах работы.

Таблица 6-1

Степень искрения (класс коммутации) электрических машин

Степень искрения (класс коммутации)	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	Отсутствие искрения (темная коммутация)	—
$1\frac{1}{4}$	Слабое точечное искрение под небольшой частью щетки	Отсутствие почернения на коллекторе и нагара на щетках
$1\frac{1}{2}$	Слабое искрение под большей частью щетки	Появление следов почернения на коллекторе, легко устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
2	Искрение под всем краем щетки. Допускается только при кратковременных толчках нагрузки и перегрузки	Появление следов почернения на коллекторе, не устраняемых протиранием коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
3	Значительное искрение под всем краем щетки с наличием крупных и вылетающих искр. Допускается только для моментов прямого (без реостатных ступеней) включения или реверсирования машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение на коллекторе, не устраняемое протиранием поверхности коллектора бензином, а также подгар и разрушение щеток

Потенциальное искрение. В определенных условиях возникают искровые разряды между отдельными коллекторными пластинами на свободной поверхности коллектора, не занятой щетками. Такое искрение называется потенциальным. Оно вызывается либо накоплением угольной пыли и грязи в канавках между соседними коллекторными пластинами, либо возникновением чрезмерных напряжений между соседними пластинами (см. § 5-3). Такое искрение опасно тем, что оно способно развиться в короткое замыкание между пластинами и в так называемый круговой огонь.

Круговой огонь представляет собой короткое замыкание якоря машины через электрическую дугу на поверхности коллектора.

Круговой огонь возникает в результате чрезвычайно сильного расстройства коммутации, когда под сбегающим краем щетки появляются сильные искры и электрические дуги (рис. 6-2). Распространение огня происходит путем повторных зажиганий дуги. Появляющаяся под щеткой дуга растягивается электродинамическими силами и гаснет, оставляя за собой ионизированное пространство. Поэтому последующая дуга возникает в более благоприятных условиях, является более мощной и растягивается на большее расстояние по коллектору, и, наконец, дуга может растянуться до щеток противоположной полярности.

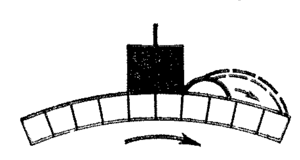


Рис. 6-2. Распространение кругового огня по коллектору

Круговой огонь возникает обычно при больших толчках тока якоря (значительные перегрузки, короткие замыкания на зажимах машины или в сети и т. п.). При этом, с одной стороны, появляется сильное искрение («вспышка») под щеткой, а с другой — происходит значительное искажение кривой поля в зазоре и увеличение напряжения между отдельными коллекторными пластинами (см. § 5-3), что способствует возникновению кругового огня. Круговой огонь вызывает порчу поверхности коллектора и щеток.

Действенной мерой против возникновения кругового огня является применение компенсационной обмотки (см. § 5-3), а также быстродействующих выключателей, отключающих короткие замыкания в течение 0,05—0,10 с.

Иногда, при $U_н > 1000$ В, между щеточными бракетами разных полярностей ставятся также изоляционные барьеры, препятствующие распространению дуги.

§ 6-3. Процесс коммутации

Период коммутации $T_к$ представляет собой время, в течение которого секция замкнута накоротко щеткой и коммутируется.

В случае простой петлевой обмотки секция, изображенная на рис. 6-3, *а* в виде петли, присоединяется к соседним коллекторным пластинам. При этом значение $T_к$ равно времени перемещения коллектора, вращающегося с окружной скоростью $v_к$, на ширину щетки $b_щ$:

$$T_к = b_щ/v_к. \tag{6-1}$$

Обозначим: $D_к$ — диаметр коллектора,

$$b_к = \pi D_к/K \tag{6-2}$$

— коллекторное деление и

$$\beta_к = b_щ/b_к \qquad (6\text{-}3)$$

— коэффициент щеточного перекрытия (обычно $\beta_к = 2{,}0 \div 4{,}0$, а при сложных петлевых обмотках $\beta_к$ достигает 7,0). Тогда

$$v_к = \pi D_к n = b_к K n \qquad (6\text{-}4)$$

и для простой петлевой обмотки, согласно выражению (6-1),

$$T_к = \frac{b_щ}{b_к K n} = \frac{\beta_к}{K n}. \qquad (6\text{-}5)$$

При сложной, m-ходовой петлевой обмотке (рис. 6-3, *б*) между началом и концом секции располагается $m - 1$ коллекторных пластин. При этом секция замкнута накоротко в течение времени перемещения коллектора на длину дуги $b_щ - (m-1)\,b_к$, и, следовательно,

$$T_к = \frac{b_щ - (m-1)\,b_к}{v_к}.$$

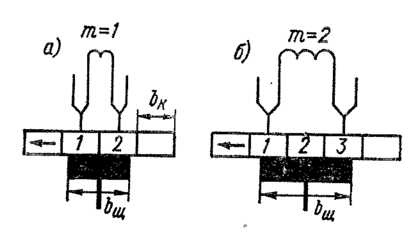


Рис. 6-3. Определение периода коммутации

Подставив сюда $b_щ = \beta_к b_к$, $m = a/p$ и значение $v_к$ из формулы (6-4), получим

$$T_к = \frac{\beta_к - (a/p - 1)}{K n}. \qquad (6\text{-}6)$$

Выражение (6-6) действительно также для простой петлевой обмотки ($a/p = 1$) и, кроме того, как можно показать, для простой и сложной волновых обмоток.

Пусть, например, мы имеем машину с простой петлевой обмоткой и $n = 1500$ об/мин $= 25$ об/с, $K = 100$, $\beta_к = 2{,}5$. Тогда по формуле (6-5) или (6-6)

$$T_к = \frac{2{,}5}{100 \cdot 25} = 0{,}001 \text{ с}.$$

Таким образом, процесс коммутации протекает быстро и по отношению к внешней цепи машины является периодическим процессом с частотой порядка 1000—3000 Гц.

Уравнения коммутации. Исследуем закономерности коммутации секции для простой петлевой обмотки и примем сначала для простоты, что ширина щетки равна коллекторному делению (рис. 6-4).

Составим второе уравнение Кирхгофа для коммутируемой секции (рис. 6-4):

$$i r_с + i_1 (r_п + r_{щ1}) - i_2 (r_п + r_{щ2}) = \Sigma e, \qquad (6\text{-}7)$$

где i — ток в коммутируемой секции, принимаемый положительным для начального момента коммутации (рис. 6-4, *а*); i_1, i_2 — токи, протекающие через соединительные проводники («петушки») и коллекторные пластины *1* и *2* к щетке; $r_с$ — сопротивление секции; $r_п$ — сопротивление «петушка»; $r_{щ1}$, $r_{щ2}$ — сопротивления щеточного контакта между пластинами *1* и *2* и щеткой; Σe — сумма э. д. с., индуктируемых в коммутируемой секции в результате процесса самоиндукции в короткозамкнутой секции и других явлений.

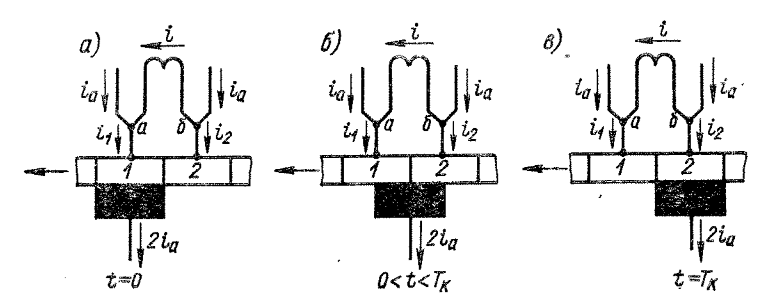


Рис. 6-4. Последовательные моменты коммутации секции

Кроме того, для узловых точек *а* и *б* на рис. 6-4 можно составить два первых уравнения Кирхгофа:

$$i_a + i - i_1 = 0; \quad i_a - i - i_2 = 0. \qquad (6\text{-}8)$$

Процесс коммутации определяется изменением во времени токов i, i_1, i_2. Эти токи могут быть определены из уравнений (6-7) и (6-8), если известны все другие величины. Однако в общем случае решение этих уравнений весьма затруднительно. Действительно, i_a, $r_с$ и $r_п$ можно считать постоянными и заданными величинами. Однако $r_{щ1}$ и $r_{щ2}$ являются весьма сложными и математически трудно определимыми функциями токов i_1, i_2 и времени t (см. § 6-1). То же можно сказать и о сумме э. д. с. Σe. Поэтому ниже, следуя так называемой классической теории коммутации, находим приближенное решение, которое позволяет выявить основные закономерности процесса коммутации и определить способы ее улучшения.

Подставим i_1 и i_2 из уравнений (6-8) в (6-7). Тогда получим

$$i\,(r_с + 2r_п + r_{щ1} + r_{щ2}) - i_a\,(r_{щ2} - r_{щ1}) = \Sigma e,$$

откуда

$$i = \frac{r_{щ2} - r_{щ1}}{r_с + 2r_п + r_{щ1} + r_{щ2}}\, i_a + \frac{\Sigma e}{r_с + 2r_п + r_{щ1} + r_{щ2}}. \qquad (6\text{-}9)$$

Первый член этого выражения представляет собой так называемый основной ток коммутации секции, а второй член — добавочный

ток коммутации. Очевидно, что знаменатели в выражении (6-9) определяют сопротивление короткозамкнутого контура коммутируемой секции. Добавочный ток коммутации поэтому можно рассматривать как ток короткого замыкания секции, определяемый э. д. с. Σe.

Коммутация сопротивлением, прямолинейная коммутация. Рассмотрим сначала случай, когда $\Sigma e = 0$. При этом в секции существует только основной ток коммутации. Изменение тока секции i определяется только изменением $r_{щ1}$ и $r_{щ2}$, вследствие чего этот случай называется коммутацией сопротивлением.

Сопротивления $r_с$ и $r_п$ значительно меньше $r_{щ1}$ и $r_{щ2}$. Поэтому можно положить $r_с \approx r_п \approx 0$, и тогда при $\Sigma e = 0$

$$i = \frac{r_{щ2} - r_{щ1}}{r_{щ2} + r_{щ1}} i_a. \quad (6\text{-}10)$$

В классической теории коммутации принимается, что $r_{щ1}$ и $r_{щ2}$ обратно пропорциональны контактным площадям S_1 и S_2 пластин *1* и *2* со щетками (рис. 6-4). При этом предполагается также, что токи i_1 и i_2 распределяются равномерно по этим площадям.

Пусть начало коммутации соответствует времени $t = 0$ (рис. 6-4, *а*), а конец $t = T_к$ (рис. 6-4, *в*). Тогда при $b_щ = b_к$

$$S_1 = \frac{T_к - t}{T_к} S; \quad S_2 = \frac{t}{T_к} S, \quad (6\text{-}11)$$

где S — полная контактная площадь коллекторной пластины со щеткой в положении, показанном на рис. 6-4, *а* и *в*.

Пусть, далее, переходное сопротивление между щеткой и пластиной в предельных положениях в соответствии с рис. 6-4, *а* и *в* равно $r_щ$. Тогда при указанных выше предположениях

$$r_{щ1} = \frac{S}{S_1} r_щ = \frac{T_к}{T_к - t} r_щ; \quad r_{щ2} = \frac{S}{S_2} r_щ = \frac{T_к}{t} r_щ. \quad (6\text{-}12)$$

Подставим теперь значения $r_{щ1}$ и $r_{щ2}$ из (6-12) в (6-10). Тогда найдем, что

$$\boxed{i = \left(1 - \frac{2t}{T_к}\right) i_a.} \quad (6\text{-}13)$$

Зависимость i от t, согласно выражению (6-13), является линейной (рис. 6-5, *а*). Такую коммутацию поэтому называют прямолинейной.

Установим распределение плотности тока под щеткой для этого случая коммутации. Плотности тока под сбегающим и набегающим краями щетки соответственно равны:

$$j_{щ1} = \frac{i_1}{S_1} = \frac{T_к}{S} \frac{i_1}{T_к - t}; \quad j_{щ2} = \frac{i_2}{S_2} = \frac{T_к}{S} \frac{i_2}{t}.$$

На рис. 6-5, *а* для некоторого момента времени t в соответствии с уравнениями (6-8) показаны также значения токов i_1 и i_2. При этом из рис. 6-5, *а* следует, что

$$\frac{i_1}{T_к - t} \sim \operatorname{tg} \alpha_1; \quad \frac{i_2}{t} \sim \operatorname{tg} \alpha_2.$$

Значит,

$$j_{щ1} \sim \frac{T_к}{S} \operatorname{tg} \alpha_1; \quad j_{щ2} \sim \frac{T_к}{S} \operatorname{tg} \alpha_2. \quad (6\text{-}14)$$

Очевидно, что при прямолинейной коммутации (рис. 6-5, *а*) $\alpha_1 = \alpha_2 = \text{const}$. Поэтому в течение всего периода коммутации также $j_{щ1} = j_{щ2} = \text{const}$.

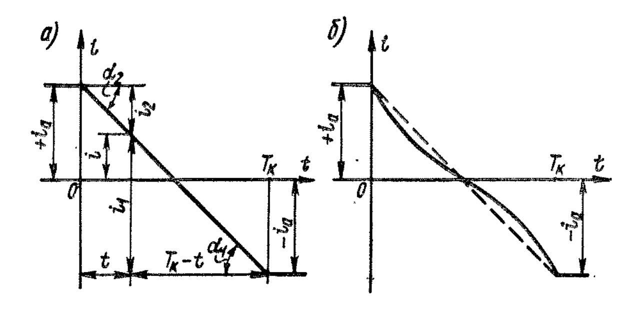


Рис. 6-5. Прямолинейная (*а*) и криволинейная (*б*) коммутация сопротивлением

Таким образом, при прямолинейной коммутации плотность тока под всей щеткой на протяжении всего времени коммутации неизменна, как если бы щетки находились на сплошном вращающемся контактном кольце, а не на коллекторе. Такой случай коммутации поэтому является теоретически идеальным.

Можно показать, что и при $b_щ > b_к$ коммутация простой петлевой обмотки является прямолинейной, если только $\Sigma e = 0$ и $r_с = r_п = 0$.

Если $r_с \neq 0$ и $r_п \neq 0$, то по равенствам (6-9) и (6-12) можно установить, что при $\Sigma e = 0$ ток i изменяется так, как показано на рис. 6-5, *б*. Следовательно, в общем случае коммутация сопротивлением не является прямолинейной. Однако в обычных условиях отклонение кривой на рис. 6-5, *б* от прямой линии мало́, и им можно пренебречь.

Замедленная и ускоренная коммутация. В общем случае, при $\Sigma e \neq 0$, на основной ток коммутации накладывается добавочный ток, определяемый последним членом равенства (6-9):

$$i_{к.д} = \Sigma e / r_к, \quad (6\text{-}15)$$

где

$$r_к = r_с + 2r_п + r_{щ1} + r_{щ2}$$

или в соответствии с равенствами (6-12)

$$r_к = r_с + 2r_п + \frac{T_к^2}{(T_к - t)\,t} r_щ. \qquad (6\text{-}16)$$

Зависимость сопротивления короткозамкнутого контура секции $r_к$ от времени согласно выражению (6-16) изображена на рис. 6-6. Если предположить, что Σe по абсолютной величине постоянна, то характер зависимости $i_{к.д}$ от t при $\Sigma e > 0$ и $\Sigma e < 0$ имеет вид, также изображенный на рис. 6-6.

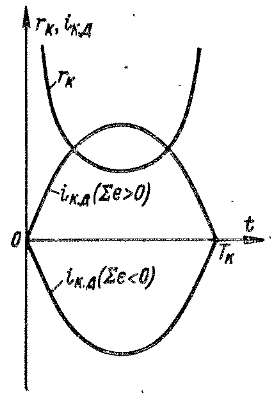


Рис. 6-6. Добавочный ток коммутации

При $\Sigma e > 0$ ток $i_{к.д}$ складывается с основным током коммутации, который можно принять линейным. При этом получается случай так называемой замедленной коммутации (рис. 6-7, *а*), когда изменение тока i в начале коммутации происходит медленно и ускоряется к концу.

Значение тока на сбегающем краю щетки i_1 в этом случае сохраняется большим вплоть до конца коммутации, вследствие чего и плотность тока $j_{щ1}$ под этим краем щетки к концу коммутации становится большой. Размыкание контура короткозамкнутой секции сбегающим краем щетки при этом аналогично выключению или разрыву цепи тока с r и L при помощи рубильника.

По изложенным причинам при замедленной коммутации возникают благоприятные условия для искрения под сбегающим краем щетки.

Этому способствует также то обстоятельство, что контакт на краях щетки менее устойчив (из-за наличия зазора между щеткодержателем и щеткой последняя качается, и края щетки стираются больше и т. д.).

При $\Sigma e < 0$ ток $i_{к.д}$ имеет обратный знак и характер изменения токов соответствует рис. 6-7, *б*. В этом случае токи i, i_1 и i_2 изменяются быстро в начале коммутации, и такая коммутация называется ускоренной. Ток i_2 и плотность тока $j_{щ2}$ на набегающем краю щетки уже в начале коммутации, когда этот край щетки подобно рубильнику замыкает цепь короткозамкнутой секции, становятся большими. При этом существует некоторая тенденция к искрению под набегающим краем щетки.

Однако сильного искрения обычно не наблюдается. В конце же процесса ускоренной коммутации, как видно из рис. 6-7, *б*, ток i_1, а также плотность тока $j_{щ1}$ на сбегающем краю щетки могут быть малы или даже практически равны нулю. Поэтому размыкание цепи короткозамкнутой секции сбегающим краем щетки при такой ускоренной коммутации происходит в весьма благоприятных условиях подобно размыканию рубильником цепи с малым током.

Подобная коммутация, когда ток на сбегающем краю щетки в конце коммутации мал, называется некоторыми авторами также

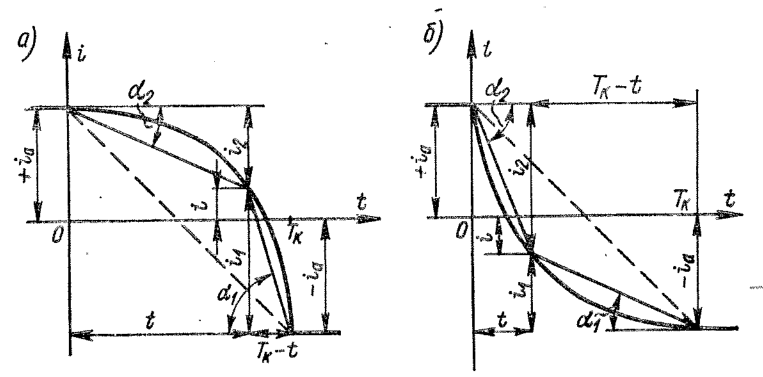


Рис. 6-7. Замедленная (*а*) и ускоренная (*б*) коммутация

коммутацией со ступенью малого тока. Получению такой коммутации способствуют щетки с круто поднимающейся вольт-амперной характеристикой (кривая *1* на рис. 6-1), когда переходное сопротивление щетки при малых плотностях тока велико.

Таким образом, замедленная коммутация является неблагоприятной и нежелательной. Наоборот, слегка ускоренная коммутация благоприятна, и на практике стремятся достичь именно такой коммутации.

Хотя выше рассматривался случай коммутации для простой петлевой обмотки и $b_щ = b_к$, однако и в общем случае коммутация имеет характер и особенности, подобные изложенным выше.

§ 6-4. Электродвижущие силы в коммутируемой секции

Электродвижущие силы, индуктируемые в коммутируемой секции, оказывают на коммутацию весьма существенное влияние (см. § 6-3).

Э. д. с. самоиндукции. Коммутируемая секция обладает определенной индуктивностью $L_с$, вследствие чего в ней при коммутации

индуктируется э. д. с.

$$e_L = -L_c\frac{di}{dt}.$$

В соответствии с выбранным в § 6-3 правилом знаков ток изменяется от значения $i = i_a$ при $t = 0$ до $i = -i_a$ при $t = T_к$. Поэтому $di/dt < 0$ и $e_L > 0$. Следовательно, согласно § 6-3, э. д. с. e_L стремится замедлить коммутацию, что вполне естественно, так как в результате самоиндукции изменение тока в цепи всегда замедляется.

Среднее значение производной тока

$$\left[\frac{di}{dt}\right]_{ср} = -\frac{2i_a}{T_к}. \qquad (6\text{-}17)$$

Таким образом, среднее значение э. д. с. самоиндукции

$$e_{Lср} = \frac{2L_c i_a}{T_к}. \qquad (6\text{-}18)$$

Э. д. с. взаимной индукции, реактивная э. д. с. Одновременно с рассматриваемой секцией в машине коммутируется ряд других секций. Обычно $b_щ > b_к$ и щетки замыкают накоротко несколько соседних секций. Если эти секции находятся в одном и том же пазу (число элементарных пазов $u_п > 1$), то между ними существует сильная взаимоиндуктивная связь. Кроме того, секции, коммутируемые различными щетками и находящиеся под соседними полюсами, также имеют сильную взаимоиндуктивную связь, если стороны этих секций расположены в общих пазах (см., например, рис. 3-33). Вследствие сказанного в рассматриваемой коммутируемой секции индуктируется э. д. с. взаимной индукции

$$e_M = \sum_n e_{Mn} = -\sum_n M_n\frac{di_n}{dt},$$

где M_n — взаимная индуктивность между рассматриваемой секцией и одновременно с нею коммутируемой секцией с порядковым номером n, а i_n — ток этой n-й секции.

Э. д. с. e_M имеет такой же знак, как и э. д. с. e_L, и поэтому она тоже стремится замедлить коммутацию. Средние значения di_n/dt также определяются равенством (6-17). Поэтому среднее значение э. д. с. взаимной индукции

$$e_{Mср} = \frac{2i_a}{T_к}\sum_n M_n. \qquad (6\text{-}19)$$

Обычно э. д. с. e_L и e_M объединяют в общую так называемую реактивную э. д. с.

$$e_r = e_L + e_M, \qquad (6\text{-}20)$$

так как они имеют общую природу и, кроме того, это удобно для расчета.

Э. д. с. от поля поперечной реакции якоря. На рис. 6-8 изображено поле реакции якоря B_{aq}, создаваемое токами в обмотке якоря. Проводники коммутируемой секции, расположенные на этом рисунке под щетками, вращаются вместе с якорем в неподвижном поле реакции якоря, и в них индуктируется э. д. с. e_{aq}, направление которой легко определяется по правилу правой руки и также показано на рис. 6-8.

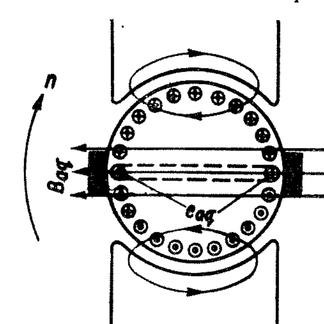


Рис. 6-8. Определение э. д. с. от поля реакции якоря

Как видно из рис. 6-8, э. д. с. e_{aq} имеет такое же направление, как и ток секции в начале коммутации. Следовательно, эта э. д. с стремится сохранить прежнее направление тока, является положительной и также замедляет коммутацию.

Э. д. с. в секции

$$e_{aq} = 2B_{aq}w_c l_\delta v_a, \qquad (6\text{-}21)$$

где B_{aq} — индукция поля поперечной реакции якоря; w_c — число витков в секции; v_a — окружная скорость якоря.

Все рассмотренные э. д. с.: e_L, e_M и e_{aq} или e_r и e_{aq} — обусловлены током якоря, замедляют коммутацию и являются поэтому вредными. Как можно установить из приведенных выше формул, эти э. д. с. пропорциональны току нагрузки и скорости вращения якоря.

Э. д. с. от внешнего поля и коммутирующая э. д. с. В общем случае в зоне коммутируемых секций может существовать магнитное поле, внешнее по отношению к якорю, т. е. создаваемое индуктором. При вращении сторон коммутируемой секции в этом поле в ней индуктируется э. д. с., которая может иметь тот или иной знак в зависимости от направления внешнего поля.

Естественно возникает стремление добиться с помощью внешнего поля компенсации э. д. с. e_r и e_{aq} в секции, так как уже в машинах мощностью порядка 0,5 кВт эти э. д. с. сильно затрудняют коммутацию. На практике это обычно осуществляется с помощью добавочных полюсов (см. § 6-6), которые создают внешнее поле необходимой интенсивности и направления.

Поле реакции якоря и внешнее поле индуктора, действуя совместно, образуют в зоне коммутируемых секций результирующее, так называемое коммутирующее поле. Индуктируемая этим полем в коммутируемой секции э. д. с. $e_к$ называется ком-

мутирующей и определяется формулой, аналогичной (6-21):

$$e_к = 2B_к w_с l_\delta v_a, \qquad (6\text{-}22)$$

где $B_к$ — индукция коммутирующего поля.

Таким образом, в конечном счете в теории коммутации рассматриваются две э. д. с. — реактивная э. д. с. секции e_r и коммутирующая э. д. с. $e_к$. Для достижения наилучших условий коммутации необходимо, чтобы эти э. д. с. имели различные направления и были равны по значению (прямолинейная коммутация) или чтобы $e_к$ была несколько больше e_r (слегка ускоренная коммутация). Для этого коммутирующее поле должно иметь направление, противоположное направлению поля реакции якоря.

Трансформаторная э. д. с. Коммутируемая секция пронизывается потоком главных полюсов Φ_δ и сцепляется с ним (см., например, рис. 3-17 и др., рис. 6-8). Если стороны секции расположены в нейтральной зоне, то поток Φ_δ не индуктирует э. д. с. вращения в этой секции. Однако если поток главных полюсов изменяется во времени, то в коммутируемой секции индуктируется э. д. с. трансформации (пульсации)

$$e_{тр} = -w_с \frac{d\Phi_\delta}{dt}.$$

В машинах постоянного тока эта э. д. с. возникает только в особых условиях, например в некоторых неустановившихся режимах.

§ 6-5. Определение реактивной э. д. с.

Значение э. д. с. самоиндукции. При проектировании машин для принятия мер, обеспечивающих нормальные условия коммутации, возникает необходимость определения реактивной э. д. с.

Произведем сначала расчет э. д. с. самоиндукции. Эта э. д. с. индуктируется потоками рассеяния пазов $\Phi_п$, коронок зубцов $\Phi_к$ и лобовых частей $\Phi_л$ (рис. 6-9).

Потоки $\Phi_п$, $\Phi_к$ и $\Phi_л$ проходят через относительно большие воздушные промежутки, поэтому они мало зависят от насыщения зубцовой зоны и пропорциональны $w_с i$. В свою очередь каждый из этих потоков создает потокосцепление, пропорциональное данному потоку и $w_с$. Таким образом, полное потокосцепление самоиндукции секции Ψ_L пропорционально $w_с^2 i$:

$$\Psi_L = \Lambda_{Ll} w_с^2 i. \qquad (6\text{-}23)$$

Коэффициент пропорциональности Λ_{Ll} представляет собой магнитную проводимость для потоков рассеяния секции и численно равен потокосцеплению одновитковой секции ($w_с = 1$) таких же размеров, как и реальная, при токе $i = 1$ А. Основная доля Ψ_L обусловлена

участками сторон секции, лежащими в пазах якоря. Поэтому проводимость Λ_{Ll} можно отнести к удвоенной длине якоря:

$$\frac{\Lambda_{Ll}}{2l_\delta} = \Lambda_L,$$

где Λ_L — проводимость секции на единицу длины якоря.

На основе сказанного индуктивность секции

$$L_с = \Psi_L / i$$

можно представить в виде соотношения

$$L_с = 2w_с^2 l_\delta \Lambda_L. \qquad (6\text{-}24)$$

На практике стремятся к коммутации, близкой к прямолинейной. Поэтому рассчитывают среднюю э. д. с. $e_{Lср}$, соответствующую прямолинейной коммутации.

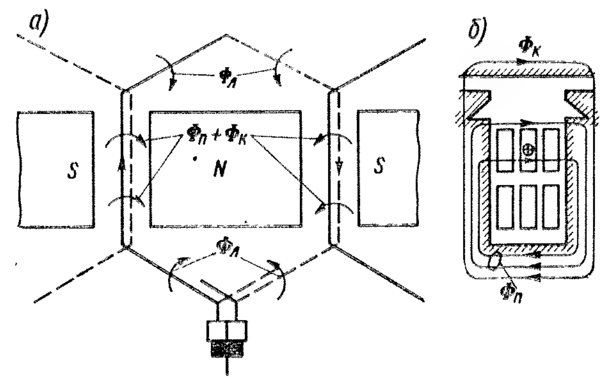


Рис. 6-9. Магнитные потоки рассеяния секции

Согласно выражениям (6-18), (6-24) и (6-6),

$$e_{Lср} = 2w_с^2 l_\delta \Lambda_L \frac{2Kni_a}{\beta_к - (a/p - 1)}.$$

Подставим сюда

$$i_a = \frac{\pi D_a A_a}{2Kw_с} \quad \text{и} \quad n = \frac{v_a}{\pi D_a}.$$

Тогда

$$e_{Lср} = 2\frac{\Lambda_L}{\beta_к - (a/p - 1)} w_с l_\delta A_a v_a. \qquad (6\text{-}25)$$

Взаимная индукция, форма кривой и значение реактивной э. д. с. Для выяснения особенностей коммутации с учетом взаимной индукции рассмотрим случай равносекционной простой петлевой обмотки

с $u_п = 4$ и $b_щ = 2,5\, b_к$ (рис. 6-10, *а*, *б*). Для простоты предположим, что шаг обмотки полный, а собственные и взаимные индуктивности секций, лежащих в общих пазах, равны. Коммутацию будем считать прямолинейной.

Изменение токов рассматриваемых секций в процессе коммутации происходит во времени со сдвигом

$$t_к = \frac{1}{Kn}, \tag{6-26}$$

как показано на рис. 6-11, *а*. Прямоугольники на рис. 6-11, *б* изображают э. д. с. самоиндукции e_L в этих секциях, причем высота прямоугольника соответствует значению э. д. с., а ширина, равная периоду коммутации, фиксирует время начала и конца действия этой э. д. с. Эти прямоугольники, естественно, также сдвинуты относительно друг друга на время $t_к$.

При равенстве собственных и взаимных индуктивностей $e_L = e_M$. Тогда каждый из прямоугольников на рис. 6-11, *б* представляет собой также э. д. с. взаимной индукции e_M, которая индуктируется каждой из рассматриваемых секций во время ее коммутации в остальных одновременно коммутируемых секциях.

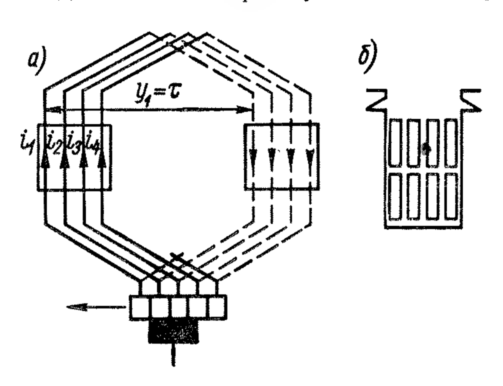


Рис. 6-10. Коммутация при $u_п = 4$ и $b_щ = 2,5$

Чтобы определить реактивную э. д. с. e_{r1} в секции *1*, необходимо сложить прямоугольник *1* и те участки прямоугольников *2*, *3*, *4*, которые лежат под прямоугольником *1*, так как секции *2*, *3*, *4* оказывают влияние на секцию *1*, естественно, только во время ее коммутации. Таким образом, получим кривую e_{r1} на рис. 6-11, *в*, которая представляет собой изменение во времени реактивной э. д. с. первой секции. Аналогично можно построить кривые э. д. с. e_{r2}, e_{r3}, e_{r4} остальных секций, которые изображены на рис. 6-11, *г*, *д*, *е*. Как видно из рис. 6-11, с учетом взаимной индукции реактивная э. д. с. e_r каждой секции даже при прямолинейной коммутации изменяется во времени, причем кривые э. д. с. разных секций имеют разную форму.

Ступенчатая огибающая кривых e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, e_{r4} построена на рис. 6-11, *ж*. Она представляет собой результирующую э. д. с. секций одного паза. Для полной компенсации e_r во всех секциях

необходимо добиться, чтобы кривая э. д. с. $e_к$, а следовательно, и кривая индукции $B_к$ коммутирующего поля имели форму кривой на рис. 6-11, *ж*. Однако в точности добиться этого невозможно, и на практике стремятся получить такую форму кривых $B_к$ и $e_к$, которая по возможности ближе совпала бы с формой кривой e_r, как показано на рис. 6-11, *ж* штриховой линией.

При построении кривых e_r можно учесть также взаимную индукцию от секций, коммутируемых соседними щетками, влияние укорочения шага, неравенство e_L и e_M и разницу этих величин, обусловленную расположением секций в пазах в два слоя. Формы кривых e_r имеют при этом еще более сложный вид.

Хотя увеличение $b_щ$ приводит к повышению влияния взаимной индукции вследствие возрастания числа одновременно коммутируемых секций, значение e_r несколько уменьшается, так как при этом увеличивается также период коммутации.

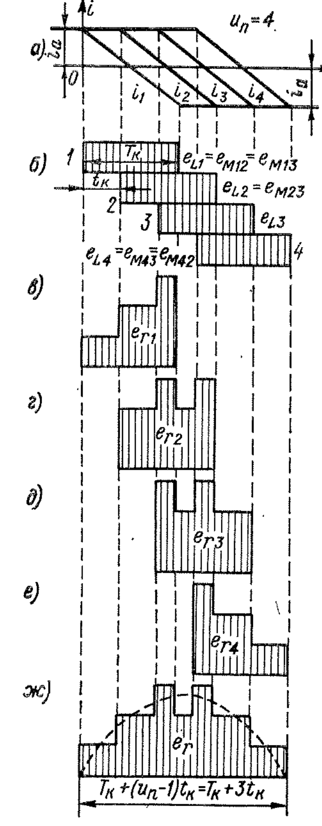


Рис. 6-11. Определение реактивной э. д. с. при $u_п = 4$ и $b_щ = 2,5$

Построение кривых e_r трудоемко, и поэтому при проектировании машин к нему прибегают лишь в наиболее ответственных случаях. Обычно же ограничиваются вычислением среднего для всех секций паза значения e_r, соответствующего замене ступенчатой кривой на рис. 6-11, *ж* прямоугольником, площадь которого равна площади фигуры, ограниченной этой кривой и осью абсцисс. Формулу для e_r при этом можно получить, если в выражении (6-25) заменить

$$\frac{\Lambda_L}{\beta_к - (a/p - 1)}$$

на

$$\xi = \frac{\Lambda_L + \Lambda_M}{\beta_к - (a/p - 1)} = \frac{\Lambda}{\beta_к - (a/p - 1)}, \tag{6-27}$$

где Λ_M — средняя суммарная проводимость для потоков взаимной индукции, а $\Lambda = \Lambda_L + \Lambda_M$.

Таким образом, получим формулу Пихельмайера, которой пользуются в расчетной практике:

$$e_r = 2\xi w_c l_\delta A_a v_a. \quad (6\text{-}28)$$

Магнитные проводимости Λ и ξ зависят в основном от геометрических размеров пазов и лобовых частей секций, а также от других факторов (магнитные свойства бандажной проволоки и т. д.). Формулы для вычисления Λ и ξ приводятся в руководствах по проектированию машин постоянного тока [21, 22, 23, 40, 41]. В малых и средних машинах, а также в крупных тихоходных машинах с малой длиной якоря $\xi = (5 \div 8) \cdot 10^{-6}$ Г/м, а в крупных тихоходных машинах с большой длиной якоря и в крупных быстроходных машинах $\xi = (3{,}5 \div 5{,}0) \cdot 10^{-6}$ Г/м.

Из равенства (6-28) видно, что e_r тем больше, чем больше скорость вращения, линейная нагрузка и длина машины и чем больше витков в секции.

Если можно было бы добиться идеальной компенсации e_r с помощью коммутирующей э. д. с. $e_к$, то теоретически можно было бы иметь хорошую коммутацию при весьма больших значениях e_r. Однако, как было выяснено в связи с рассмотрением рис. 6-11, *ж*, добиться совпадения форм кривых $e_к$ и e_r практически невозможно, и нескомпенсированные участки кривой e_r тем больше, чем больше сама e_r. Поэтому значение e_r решающим образом влияет на качество коммутации. При наличии коммутирующего поля необходимо, чтобы $e_r \leqslant 7 \div 10$ В, а при отсутствии этого поля $e_r + e_{aq} \leqslant$ $\leqslant 2 \div 3$ В.

Ширина зоны коммутации. Время $T_п$ коммутации $u_п$ секций одного паза для обмотки с полным шагом, согласно рис. 6-11, *ж*, равно

$$T_п = T_к + (u_п - 1)\, t_к.$$

При укороченном или удлиненном шаге обмотки нижние секции будут коммутироваться в зависимости от направления вращения якоря раньше или позже верхних. Если шаг укорочен или удлинен на ε секционных сторон (см. § 3-2), то время коммутации секционных сторон одного паза увеличивается на $\varepsilon t_к$. Поэтому в общем случае

$$T_п = T_к + (u_п - 1 + \varepsilon)\, t_к.$$

Подставив сюда значения $T_к$ и $t_к$ из (6-6) и (6-26), получим

$$T_п = \frac{\beta_к + (u_п - a/p + \varepsilon)}{Kn}. \quad (6\text{-}29)$$

Зоной коммутации называется дуга окружности якоря, в пределах которой перемещаются секционные стороны паза во время коммутации.

Ширину этой зоны $b_{з.к}$ получим, если умножим $T_п$ на окружную скорость якоря

$$v_a = \pi D_a n.$$

Таким образом,

$$b_{з.к} = \left[\beta_к + \left(u_п - \frac{a}{p} + \varepsilon\right)\right] \frac{\pi D_a}{K}. \quad (6\text{-}30)$$

Если подставить в выражение (6-30)

$$\frac{\pi D_a}{K} = \frac{\pi D_к}{K} \frac{D_a}{D_к} = b_к \frac{D_a}{D_к}$$

и учесть равенство (6-3), то формула (6-30) приобретет несколько иной вид:

$$b_{з.к} = \left[b_щ + \left(u_п - \frac{a}{p} + \varepsilon\right) b_к\right] \frac{D_a}{D_к}. \quad (6\text{-}31)$$

В выражения (6-30) и (6-31) нужно подставлять всегда абсолютное значение ε.

Значение $b_{з.к}$ должно быть не больше 50—65% расстояния между наконечниками соседних главных полюсов. В противном случае коммутируемые секции попадают в зону сильного поля главных полюсов и условия коммутации резко ухудшаются. В связи с этим из выражений (6-30) и (6-31) можно заключить, что большое укорочение шага обмотки нежелательно.

§ 6-6. Способы улучшения коммутации

Для создания хороших условий коммутации необходимо прежде всего обеспечить надлежащее состояние коллектора и щеточного аппарата, чтобы устранить механические причины искрения (см. § 6-2). Ниже рассматриваются способы обеспечения необходимых электромагнитных условий коммутации. Эти способы направлены на уменьшение добавочного тока коммутации или тока короткого замыкания коммутируемой секции и сводятся к следующим мероприятиям: 1) созданию коммутирующей э. д. с. с помощью добавочных полюсов или сдвига щеток с геометрической нейтрали, 2) уменьшению реактивной э. д. с. и 3) увеличению сопротивления цепи коммутируемой секции.

Добавочные полюсы.

Основным способом улучшения коммутации в современных машинах постоянного тока является создание коммутирующего магнитного поля с помощью добавочных полюсов.

Добавочные полюсы устанавливаются между главными полюсами (рис. 6-12) и крепятся болтами к ярму индуктора. Н. с. добавочных полюсов $F_{д.п}$ должна быть направлена против н. с. реакции якоря F_{aq}, чтобы скомпенсировать ее и создать сверх того коммутирующее поле $B_к$ для компенсации реактивной э. д. с. e_r. Следовательно, при отсутствии компенсационной обмотки $F_{д.п} > F_{aq}$, а при наличии ее $F_{д.п} + F_{к.о} > F_{aq}$. В последнем случае требуемое значение $F_{д.п}$ меньше, так как основная доля реакции якоря компенсируется компенсационной обмоткой.

Учитывая сказанное, на основании рис. 6-12 можно сформулировать правило.

За главным полюсом данной полярности по направлению вращения якоря в режиме генератора должен следовать добавочный полюс противоположной полярности, а в режиме двигателя — добавочный полюс той же полярности.

Так как величины F_{aq} и e_r пропорциональны току якоря, то для их компенсации $F_{д.п}$ и $B_к$ также должны быть пропорциональны току якоря. Для удовлетворения этого условия обмотку добавочных полюсов соединяют последовательно с якорем, а добавочные полюсы выполняют с ненасыщенной магнитной системой. Поэтому при номинальной нагрузке в них допускается индукция не больше 0,8—1,0 Т. Так как на отдельных участках ярма индуктора магнитные поля главных и добавочных полюсов складываются, то во избежание насыщения этих участков индукция главного поля в ярме должна быть не больше 1,3 Т. Сердечники добавочных полюсов изготовляются массивными из стальной поковки или из листовой стали.

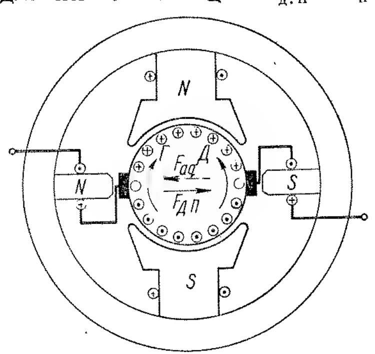


Рис. 6-12. Расположение и полярность добавочных полюсов

При таком устройстве добавочных полюсов индуктируемая ими коммутирующая э. д. с.

$$e_к \sim B_к v_a \sim I_a v_a.$$

С другой стороны, реактивная э. д. с. также пропорциональна $I_a v_a$:

$$e_r \sim I_a v_a.$$

Поэтому соблюдение условия $e_к = e_r$ при изменении нагрузки и скорости вращения достигается автоматически.

При относительно малом полезном магнитном потоке добавочных полюсов их н. с. $F_{д.п}$ приходится брать большой, так как значительная часть $F_{д.п}$ (75—85%) расходуется на компенсацию F_{aq}. По этой причине коэффициент рассеяния добавочных полюсов

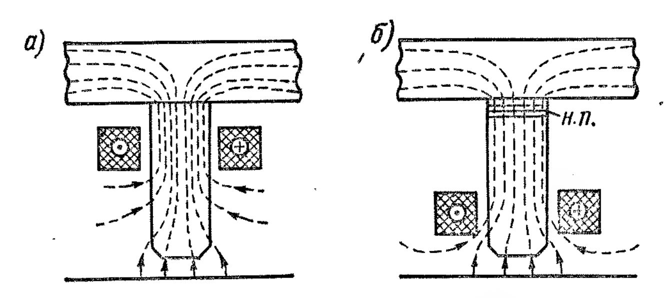


Рис. 6-13. Добавочные полюсы с неподразделенным (*а*) и подразделенным (*б*) немагнитным зазором

велик: $\sigma_д = 3 \div 5$ при отсутствии компенсационной обмотки и $\sigma_д = 2 \div 3$ при наличии ее. Если обмотка добавочных полюсов располагается далеко от якоря (рис. 6-13, *а*), то возникает большой поток рассеяния. Для уменьшения рассеяния обмотку добавочных полюсов размещают ближе к якорю (рис. 6-13, *б*), а в крупных машинах, кроме того, подразделяют воздушный зазор на две части путем создания второго немагнитного зазора между ярмом и сердечником добавочного полюса (рис. 6-13, *б*) с помощью немагнитных прокладок *н. п.*, например, из меди, дюралюминия или гетинакса.

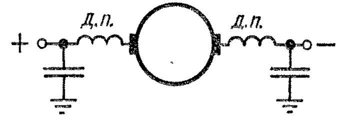


Рис. 6-14. Подавление радиопомех

Добавочные полюсы применяются в машинах с $P_н > 0{,}3$ кВт. Обычно число добавочных полюсов берется равным числу главных, однако в машинах мощностью до 2—2,5 кВт иногда делают половинное число добавочных полюсов. Применение добавочных полюсов позволяет увеличить линейную нагрузку машины и тем самым уменьшить ее размеры и стоимость.

Коммутация создает электромагнитные колебания частотой 1000—3000 Гц, которые распространяются по электрической сети, присоединенной к машине. Эти колебания вызывают радиопомехи, затрудняющие работу радиоприемной и другой радиотехнической

аппаратуры. Для борьбы с этими помехами производят симметрирование цепи якоря машины, т. е. обмотки, включенные последовательно с якорем, в том числе и обмотку добавочных полюсов, разбивают на две части, которые присоединяют к щеткам противоположной полярности (рис. 6-14). Кроме того, между щетками разных полярностей и корпусом машины присоединяют конденсаторы для шунтирования высокочастотных колебаний на зажимах машины.

Н. с. добавочного полюса. Приравняв равенства (6-22) и (6-28), найдем величину $B_к = B'_к$, необходимую для осуществления прямолинейной коммутации:

$$B'_к = \xi A_a. \qquad (6\text{-}32)$$

Если $A_a = (3 \div 5) \cdot 10^4$ А/м и $\xi = (5 \div 8) \cdot 10^{-6}$ Г/м, то $B'_к = 0{,}15 \div 0{,}40$ Т.

Для обеспечения несколько ускоренной коммутации необходима определенная дополнительная составляющая $B''_к$, так что

$$B_к = B'_к + B''_к. \qquad (6\text{-}33)$$

Ускоренная коммутация характеризуется тем, что плотность тока $j_{щ.\,н}$ и соответственно падение напряжения в скользящем контакте $\Delta U_{щ.\,н}$ у набегающего края щетки больше, чем соответствующие величины $j_{щ.\,с}$ и $\Delta U_{щ.\,с}$ у сбегающего края щетки. Для осуществления ускоренной коммутации берут при графитных щетках $\Delta U_{щ.\,н} - \Delta U_{щ.\,с} = 1{,}0 \div 1{,}5$ В и при медных щетках $\Delta U_{щ.\,н} - \Delta U_{щ.\,с} = 0{,}35 \div 0{,}65$ В. Соответственно на такую же величину необходимо увеличить коммутирующую э. д. с. в контуре, замыкаемом накоротко краями щетки.

Если щетка перекрывает $\beta_к$ пластин, то при простой петлевой обмотке она замыкает столько же секций. Однако в общем случае m-ходовой сложной петлевой обмотки число последовательно соединенных секций одного хода обмотки, накоротко замыкаемых щеткой, равно

$$\beta_к/m = \beta_к p/a.$$

Следовательно, необходимо создать добавочную составляющую коммутирующей э. д. с. в одной секции

$$e''_к = \frac{a\,(\Delta U_{щ.н} - \Delta U_{щ.с})}{p\beta_к},$$

для чего, согласно выражению (6-22), нужна добавочная составляющая индукции коммутирующего поля

$$B''_к = \frac{a\,(\Delta U_{щ.\,н} - \Delta U_{щ.\,с})}{2p\beta_к w_c l_\delta v_a}. \qquad (6\text{-}34)$$

При этом имеется в виду, что длина добавочного полюса равна длине якоря. Эта же формула справедлива и для волновой обмотки.

Если пренебречь насыщением магнитной цепи добавочных полюсов, то для создания $B_к$ потребуется н. с. на один добавочный полюс, равная

$$F_к = \frac{k_{\delta д}\delta_д B_к}{\mu_0}, \qquad (6\text{-}35)$$

где $\delta_д$ — зазор под добавочным полюсом и $k_{\delta д}$ — коэффициент воздушного зазора добавочного полюса.

Для компенсации реакции якоря в зоне добавочного полюса требуется н. с.

$$F_{aqк} = F_{aq} - F_{к.\,о} = \frac{\tau A_a}{2} - \frac{b_р A_к}{2}. \qquad (6\text{-}36)$$

Необходимая полная н. с. добавочного полюса

$$F_{д.\,п} = F_к + F_{aqк},$$

согласно соотношениям (6-32) — (6-36), будет равна

$$F_{д.\,п} = \frac{1{,}1 k_{\delta д}\delta_д}{\mu_0}\left[\xi A_a + \frac{a\,(\Delta U_{щ.\,н} - \Delta U_{щ.\,с})}{2p\beta_к w_c l_\delta v_a}\right] + \frac{\tau A_a}{2} - \frac{b_р A_к}{2}. \qquad (6\text{-}37)$$

При отсутствии компенсационной обмотки $A_к = 0$. При половинном числе добавочных полюсов значение $F_{д.\,п}$, вычисленное по формуле (6-37), надо удвоить. Множитель 1,1 в формуле (6-37) учитывает н. с., приходящуюся на ферромагнитные участки магнитной цепи.

Необходимое число витков добавочного полюса

$$w_д = F_{д.\,п}/I_a. \qquad (6\text{-}38)$$

Добавочный полюс должен создавать коммутирующее поле на протяжении всей ширины зоны коммутации, причем к краям этой зоны величина $B_к$ должна спадать в соответствии с формой кривой e_r паза (см. рис. 6-11,*ж*). Зазор $\delta_д$ обычно в 1,5—2,0 раза больше зазора δ под главными полюсами. Ширина наконечника добавочного полюса при этом составляет

$$b_{рд} = (0{,}4 \div 0{,}80)\, b_{з.\,к}.$$

Улучшение коммутации путем сдвига щеток. В машинах мощностью до нескольких сотен ватт добавочных полюсов не ставят. Коммутирующее поле при этом можно создать путем сдвига щеток с геометрической нейтрали, благодаря чему в зоне коммутации начинает действовать поле главных полюсов (рис. 6-15). Чтобы индуктируемая этим полем в коммутируемой секции э. д. с. $e_к$ имела правильное направление, поле главных полюсов в зоне коммутации должно быть направлено против поля реакции якоря.

Для этого в генераторе щетки необходимо повернуть в сторону вращения, а в двигателе — наоборот (рис. 6-15).

Если поток главных полюсов Φ_δ изменяется пропорционально току якоря (машины с последовательным возбуждением — см. § 9-5 и 10-5), то при определенном, фиксированном положении щеток можно достичь хороших условий коммутации в широком диапазоне изменения нагрузки. Если же $\Phi_\delta = \text{const}$, то наилучшие условия коммутации достигаются только при одной, определенной нагрузке.

Установку щеток производят на глаз, наблюдая за их искрением.

Уменьшение реактивной э. д. с. Как уже указывалось выше, для обеспечения хорошей коммутации необходимо, чтобы $e_r \leqslant \leqslant 7 \div 12$ В.

Зависимость e_r от различных величин очевидна из равенства (6-28). При этом надо отметить, что уменьшение A_a нецелесообразно с точки зрения использования материалов, а величины $v_a = \pi D_a n$ и l_δ определяются номинальной мощностью машины. Следовательно, ограничение e_r зависит от возможностей уменьшения w_c и ξ.

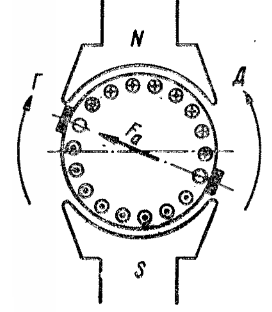


Рис. 6-15. Улучшение коммутации путем сдвига щеток с геометрической нейтрали

В машинах мощностью более 50 кВт всегда $w_c = 1$.

Уменьшение ξ возможно за счет ослабления взаимной индукции между коммутируемыми секциями, что достигается укорочением шага на величину не более одного зубцового деления и применением ступенчатой обмотки (см. § 3-1). В последнем случае взаимоиндуктивная связь между секциями ослабляется вследствие того, что если верхние стороны $u_п$ секций находятся в одном пазу, то их нижние стороны располагаются в разных пазах (см. рис. 3-5, *б*).

Для уменьшения e_r в петлевых обмотках выбирают также отношение K/p равным нечетному числу, так как при этом секции, охватывающие соседние полюсы, коммутируются со сдвигом на время поворота коллектора на половину коллекторного деления и взаимная индукция соответственно ослабляется. К уменьшению ξ приводит также уменьшение отношения глубины паза к его ширине и увеличение коэффициента щеточного перекрытия $\beta_к$, поскольку в последнем случае знаменатель (6-27) растет быстрее числителя.

Определенное снижение ξ получается также, если увеличивать высоту сечения проводника в пазу якоря. В этом случае вследствие эффекта вытеснения тока во время коммутации уменьшается индуктивность проводника и секции.

В петлевых обмотках при отсутствии уравнителей первого рода токи отдельных параллельных ветвей различны и поэтому различны также реактивные э. д. с. секций, коммутируемых различными щетками, и н. с. реакции якоря в зонах различных добавочных полюсов. Однако н. с. всех добавочных полюсов равны, так как они определяются полным током якоря. Вследствие сказанного равновесие между реактивной и коммутирующей э. д. с. нарушается и наступает расстройство коммутации. При наличии уравнителей первого рода указанные неблагоприятные обстоятельства устраняются.

Перспективно применение машин постоянного тока с беспазовым якорем, в которых обмотка якоря укладывается и укрепляется на поверхности цилиндрического якоря. В этом случае потоки рассеяния (см. рис. 6-9) ослабляются, и поэтому реактивная э. д. с. значительно уменьшается. Уменьшается также реакция якоря. Такие машины имеют тот недостаток, что немагнитный зазор между полюсами и якорем увеличивается и требуется значительно более сильная обмотка возбуждения.

Увеличение сопротивления цепи коммутируемой секции в принципе возможно за счет выполнения «петушков» с повышенным сопротивлением. Однако это приводит к уменьшению к. п. д. машины, а также к увеличению плотности тока у сбегающего края щетки (см. рис. 6-5, *б*). Кроме того, такие «петушки» ненадежны в работе.

Существенным является подбор щеток с надлежащими характеристиками. При тяжелых условиях коммутации лучше работают твердые графитные щетки с повышенным переходным сопротивлением переходного контакта, однако при этом электрические потери в переходном контакте и механические потери на трение также больше. Щетки с круто поднимающейся вольт-амперной характеристикой благоприятны с точки зрения уменьшения плотности тока на сбегающем краю щетки и способствуют улучшению коммутации. Медно-графитные щетки, обладающие малым переходным сопротивлением, применяются только в машинах на напряжение до 25—30 В.

Для улучшения коммутации предложен также ряд других мер, которые, однако, не находят широкого применения.

Улучшение коммутаций при переходных режимах и пульсирующем токе. Выше основное внимание уделялось коммутации при нормальных установившихся режимах работы. При резких переходных режимах (толчкообразная и пульсирующая нагрузка, сильные перегрузки, короткие замыкания и т. п.), а также при питании машин постоянного тока через выпрямители от сети переменного тока, в особенности от однофазной сети (например, железные дороги, электрифицированные на переменном токе), условия коммутации ухудшаются.

Одной из причин ухудшения коммутации при указанных условиях может являться наличие трансформаторной э. д. с. $e_{тр}$ (см. § 6-4), которая возникает при изменении магнитного потока главных полюсов. Компенсация этой э. д. с. с помощью добавочных полюсов практически невозможна, так как закономерности изменения $e_{тр}$ и $e_к$ различны. В частности, $e_{тр}$ вовсе не зависит от скорости вращения. Поэтому в необходимых случаях принимают меры к уменьшению $e_{тр}$. Например, в тяговых двигателях постоянного тока, устанавливаемых на электровозах переменного тока с выпрямителями, обмотки возбуждения главных полюсов шунтируются активными сопротивлениями. Вследствие большой индуктивности обмотки возбуждения пульсирующая составляющая выпрямленного тока при этом будет ответвляться в шунтирующее сопротивление и поток главных полюсов не будет содержать этой составляющей.

При быстрых изменениях тока в цепи якоря поток добавочных полюсов вследствие возникновения вихревых токов в массивной магнитной цепи и создаваемых ими магнитных потоков не будет изменяться пропорционально току якоря и компенсация реактивной э. д. с. нарушится. Улучшить коммутацию при этом можно с помощью индуктивной катушки, присоединяемой параллельно обмотке добавочных полюсов. Если постоянная времени

$$T_{и.к} = L_{и.к}/r_{и.к}$$

индуктивной катушки значительно больше постоянной времени обмотки добавочных полюсов, то ток в этой катушке будет меняться весьма медленно по сравнению с током в обмотке добавочных полюсов. Поэтому резкие изменения тока якоря ΔI воспринимаются этой обмоткой, и так как через нее проходит только часть полного тока якоря, то относительное изменение тока в обмотке добавочных полюсов будет больше, чем в обмотке якоря. Такая «форсировка» тока обмотки добавочного полюса позволяет добиться более быстрого изменения его магнитного потока и тем самым компенсировать в определенной мере влияние вихревых токов в магнитопроводе. Однако наиболее эффективной мерой улучшения коммутации в машинах с резко изменяющейся нагрузкой или при сильных пульсациях питающего тока является изготовление сердечников добавочных полюсов, а также ярма машины из листовой электротехнической стали [31].

Эффективной мерой улучшения коммутации при резко переменной нагрузке является также применение компенсационной обмотки, которая предотвращает опасность возникновения кругового огня, а также улучшает условия действия добавочных полюсов.

При значительных перегрузках машины, а в особенности при коротких замыканиях, сердечники добавочных полюсов насыщаются прежде всего за счет больших потоков рассеяния. В этом случае с помощью добавочных полюсов уже нельзя обеспечить компенсацию реактивной э. д. с. и коммутация сильно ухудшается. При наличии компенсационной обмотки поток рассеяния добавочных полюсов значительно уменьшается, в результате чего область их правильного действия увеличивается.

§ 6-7. Коммутационная реакция якоря

При отклонении коммутации от прямолинейной токи в коммутируемых секциях создают, кроме реакции, рассмотренной в гл. 5, дополнительную реакцию якоря.

На рис. 6-16 схематически показан двухполюсный генератор со щетками, установленными на геометрической нейтрали. Щетки

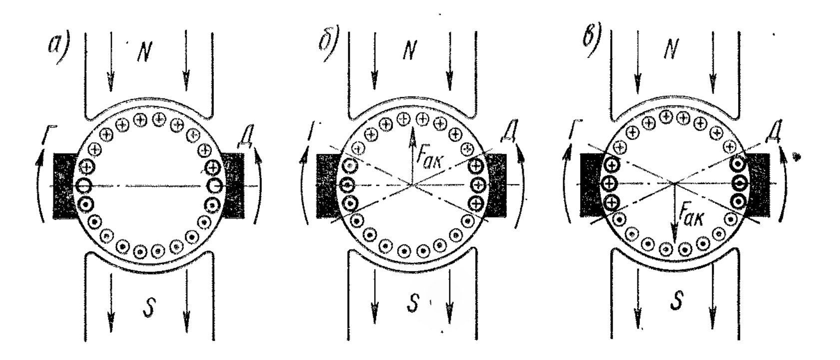


Рис. 6-16. Коммутационная реакция якоря

изображены достаточно широкими, чтобы показать под ними три коммутируемые секции, начерченные более жирными кружочками.

Рис. 6-16, *а* соответствует прямолинейной коммутации, когда в средней коммутируемой секции ток равен нулю, а в крайних секциях токи имеют противоположные знаки. Как видно из рис. 6-16, *а*, ось симметрии распределения токов при этом совпадает с геометрической нейтралью. В этом случае коммутируемые секции не оказывают никакого дополнительного влияния на поле полюсов и коммутационная реакция якоря отсутствует.

Идеализированному случаю предельно замедленной коммутации, когда ток в коммутируемой секции сохраняется неизменным по значению и направлению до самого конца периода коммутации и затем мгновенно изменяет свой знак, соответствует распределение

токов, показанное на рис. 6-16, *б*. Из этого рисунка следует, что при замедленной коммутации в генераторе токи коммутируемых секций создают размагничивающую реакцию якоря, которая называется к о м м у т а ц и о н н о й. В случае ускоренной коммутации в генераторе возникает намагничивающая коммутационная реакция якоря (рис. 6-16, *в*). В двигателе коммутационная реакция якоря, наоборот, при замедленной коммутации будет намагничивающей и при ускоренной — размагничивающей.

При предельно замедленной и предельно ускоренной коммутации н. с. коммутационной реакции якоря максимальна и на один полюс равна

$$F_{ак.\,макс}=\frac{1}{2}\frac{D_a}{D_к}b_щ A_a. \qquad (6\text{-}39)$$

В действительности $F_{ак}$ находится в пределах $F_{ак} = 0 \div F_{ак.\,макс}$.

В обычных условиях н. с. коммутационной реакции якоря мала по сравнению с н. с. возбуждения и поэтому оказывает незначительное влияние на магнитный поток машины и режим ее работы. Однако в ряде случаев ее влияние значительно, например при коротком замыкании машины, когда ток якоря возрастает во много раз, а коммутация вследствие насыщения сердечников добавочных полюсов нарушается и становится сильно замедленной. Это влияние велико также в электромашинных усилителях (см. § 11-3), в которых основное, или первичное, магнитное поле является слабым.

§ 6-8. Экспериментальная проверка и настройка коммутации

Ввиду сложности коммутационного процесса теоретический анализ коммутации основывается на ряде допущений и упрощений. Поэтому расчет коммутации при проектировании машин является приближенным и большое значение имеют экспериментальные методы исследования коммутации. В частности, окончательная настройка коммутации опытных образцов серийных машин и машин индивидуального производства осуществляется после их экспериментального исследования.

Рассмотрим наиболее распространенные экспериментальные методы проверки коммутации.

Метод подпитки добавочных полюсов. На рис. 6-17 показана схема электрических соединений для выполнения опыта. Здесь *Я1* — якорь испытуемой машины, *ОВ1* — ее обмотка возбуждения и *ДП* — обмотка добавочных полюсов; *Я2* — якорь вспомогательного генератора, служащего для подпитки добавочных полюсов, *ОВ2* — его обмотка возбуждения, *Р* — реостат для регулирования тока возбуждения и *П* — переключатель для изменения полярности вспомогательного генератора. При испытании машины ее якорь и

обмотка добавочных полюсов нагружаются током I_a, а с помощью вспомогательного генератора через обмотку *ДП* пропускается добавочный ток («ток подпитки») $\pm\Delta I$, в результате чего через обмотку добавочных полюсов проходит ток $I_a \pm \Delta I$. При этом снимаются так называемые кривые подпитки, представляющие собой зависимости $+\Delta I = f(I_a)$ и $-\Delta I = f(I_a)$ при определенной степени искрения (1, $1\frac{1}{4}$ или $1\frac{1}{2}$) на щетках.

Снятие кривых можно начать с холостого хода ($I_a = 0$). В этом случае также $e_r = 0$. Подпитывая полюсы сначала в одном, а затем в другом направлении, устанавливаем при $I_a = 0$ значения токов $+\Delta I$ и $-\Delta I$, вызывающие определенную степень искрения. Причиной искрения при этом является ток в короткозамкнутой секции, который вызывается неуравновешенной коммутирующей э. д. с. $e_к$, индуктируемой в короткозамкнутых секциях добавочными полюсами. В правильно спроектированной и хорошо изготовленной машине при установке щеток на линии геометрической нейтрали токи $+\Delta I$ и $-\Delta I$ при $I_a = 0$ приблизительно равны.

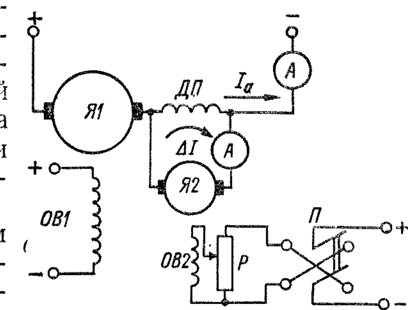


Рис. 6-17. Схема для снятия кривых подпитки добавочных полюсов

Затем в якоре *Я1* устанавливаем некоторый ток I_a и снова определяем токи $+\Delta I$ и $-\Delta I$, доводящие искрение на щетках до заданной степени, и т. д.

При увеличении I_a условия коммутации ухудшаются и соответствующие значения $\pm\Delta I$ уменьшаются. В правильно спроектированной машине при правильном действии добавочных полюсов кривые подпитки сходятся в некоторой точке оси абсцисс (рис. 6-18, *а*). Если действие добавочных полюсов слабое, то средняя линия кривых подпитки отклоняется вверх (штриховая линия на рис. 6-18, *б*), так как наилучшие условия коммутации при этом достигаются при усилении действия добавочных полюсов, т. е. при положительных токах подпитки. При слишком сильном действии добавочных полюсов средняя линия кривых подпитки отклоняется вниз (рис. 6-18, *в*).

Кривые подпитки позволяют установить необходимую степень усиления или ослабления действия добавочных полюсов:

В машинах малой и средней мощности, когда число витков добавочных полюсов $w_д$ достаточно велико, действие последних можно регулировать изменением $w_д$ на величину $\pm\Delta w_д$, которая

определяется по $\Delta I_{ср}$ и I_a для определенной точки средней линии кривых подпитки (рис. 6-18, *б*, *в*):

$$\pm \Delta w_д = \frac{\pm \Delta I_{ср}}{I_a} w_д. \quad (6\text{-}40)$$

В крупных машинах $w_д$ мало и $\Delta w_д$ может составить дробную величину, округление которой приводит к большой погрешности. Поэтому в данном случае изменяют воздушный зазор добавочного полюса.

Если добавочные полюсы в условиях опыта насыщаются, то кривые подпитки искривляются и загибаются вверх (рис. 6-18, *г*). Поэтому кривые подпитки позволяют также оценить правильность расчета добавочных полюсов в отношении их насыщения.

Зону между кривыми подпитки называют б е з ы с к р о в о й зоной или з о н о й т е м н о й к о м м у т а ц и и. В буквальном смысле слова это верно, когда кривые снимаются для степени искрения 1. Однако иногда машины при номинальном токе имеют бóльшую степень искрения, и тогда снимать кривые подпитки при степени 1 не имеет смысла.

Рис. 6-18. Кривые подпитки добавочных полюсов

Кривые подпитки надо снимать при хорошем состоянии поверхности коллектора и зеркала щеток, после приработки щеток к коллектору в течение нескольких часов работы под нагрузкой. Во избежание разброса точек кривых необходимо наблюдать за искрением какой-нибудь одной щетки. Весь опыт в целом требует определенных навыков и сноровки.

Метод подпитки предложен В. Т. Касьяновым.

Снятие потенциальных кривых производится путем измерения с помощью вольтметра падения напряжения $\Delta U_щ$ между щеткой и коллектором по дуге последнего, перекрываемой щеткой (рис. 6-19). Вольтметр присоединяется к коллектору с помощью узкой вспомогательной щетки, передвигаемой по коллектору. Вид потенциальных кривых зависит от характера коммутации (рис. 6-19) и поэтому позволяет делать заключения качественного характера, в частности оценить действие добавочных полюсов. Однако прямые количественные оценки при этом методе невозможны.

Снятие импульсных напряжений на сбегающем краю щетки. Если коммутация замедлена и при размыкании короткозамкнутого контура коммутируемой секции сбегающим краем щетки разрывается определенный ток, то у края щетки возникают искровые разряды и дуги, которые при слабом развитии во время внешнего осмотра могут быть незаметными. Однако при этом возникают импульсные напряжения до нескольких десятков вольт, которые могут быть измерены электронным вольтметром по схеме рис. 6-19. Показания вольтметра зависят от степени искрения, видимого или невидимого. В связи с этим в последние годы некоторые авторы рекомендуют производить настройку добавочных полюсов на минимум подобных импульсных напряжений у сбегающего края щетки.

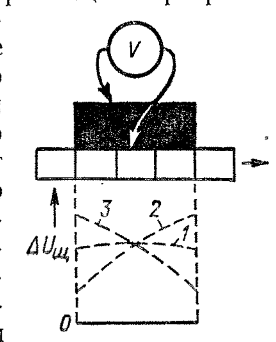


Рис. 6-19. Потенциальные кривые щетки

1 — прямолинейная коммутация; *2* — замедленная; *3* — ускоренная

В заключение отметим, что основные вопросы коммутации были рассмотрены выше упрощенно и весьма кратко. Сложность коммутационного процесса и бóльшое практическое значение улучшения коммутации постоянно привлекают внимание многих исследователей к этой проблеме. Большое число исследований выполнили в СССР К. И. Шенфер, М. П. Костенко, О. Б. Брон, В. Т. Касьянов, А. Б. Иоффе, О. Г. Вегнер, М. Ф. Карасев, Е. М. Синельников, В. П. Толкунов и др., а за границей — Е. Арнольд, Б. Ламме, Л. Дрейфус, А. Модюи, К. Треттин, Т. Линвиль и др.

§ 6-9. Предельная мощность машины постоянного тока

Мощность, на которую может быть выполнена машина постоянного тока, ограничивается условиями коммутации, т. е. допустимыми значениями реактивной э. д. с. e_r и среднего напряжения между коллекторными пластинами $u_{к.ср}$, а также допустимой по условиям механической прочности окружной скоростью якоря v_a.

Найдем зависимость мощности машины постоянного тока от этих величин. Подставим в выражение (4-15) значение l_δ, определяемое из формулы (6-28), а также

$$D_a = \frac{v_a}{\pi n}. \quad (6\text{-}41)$$

Тогда получим одно из искомых соотношений:

$$P_{эм} = \frac{\alpha_\delta B_\delta}{2\xi w_с} \frac{v_a e_r}{n}. \quad (6\text{-}42)$$

Подставим в выражение для электромагнитной мощности

$$P_{эм} = E_a I_a = k_e U_a I_a,$$

где $k_e = E_a/U_a$, значение $U_a = U_н$ из (5-12) и I_a из (4-11), одновременно заменив в (4-11) D_a по формуле (6-41) и $N = 2w_cK$. При этом получим второе искомое соотношение

$$P_{эм} = \frac{k_e A_a}{2w_c} \frac{a}{p} \frac{v_a u_{к.ср}}{n}. \tag{6-43}$$

Из выражений (6-42) и (6-43) видно, что предельная мощность машины постоянного тока обратно пропорциональна скорости вращения.

В крупных машинах $w_c = 1$. Если, кроме того, принять $\xi = 4 \cdot 10^{-6}$ Г/м, $k_e = 0{,}97$, $\alpha_\delta = 0{,}72$, $B_\delta = 1$ Т, $A_a = 55\,000$ А/м, $e_r = 9$ В, $u_{к.ср} = 18$ В и $v_a = 70$ м/с, то по формуле (6-42) найдем

$$P_{эм} = \frac{56{,}7 \cdot 10^6}{n} \text{ Вт} = \frac{3{,}4 \cdot 10^6}{n_{об/мин}} \text{ кВт} \tag{6-44}$$

и по формуле (6-43)

$$P_{эм} = \frac{a}{p} \frac{33{,}5 \cdot 10^6}{n} \text{ Вт} = \frac{a}{p} \frac{2 \cdot 10^6}{n_{об/мин}} \text{ кВт}. \tag{6-45}$$

Например, при двухходовой петлевой обмотке ($a/p = 2$) и $n_{об/мин} = 500$ об/мин по формуле (6-44) получим $P_{эм} = 6800$ кВт и по формуле (6-45) $P_{эм} = 8000$ кВт. При одноходовой петлевой обмотке ($a/p = 1$) и $n_{об/мин} = 500$ об/мин соответственно имеем $P_{эм} = 6800$ кВт и $P_{эм} = 4000$ кВт, т. е. ввиду ограничения, накладываемого допустимым значением $u_{к.ср}$, в этом случае можно выполнить машины только на мощность $P_{эм} = 4000$ кВт.

В настоящее время построены машины с $P_{эм\,кВт} = 4{,}0 \cdot 10^6/n_{об/мин}$.

Глава седьмая

ПОТЕРИ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 7-1. Потери

Общие положения. При работе электрической машины часть потребляемой ею энергии теряется бесполезно и рассеивается в виде тепла. Мощность потерянной энергии называют п о т е р я м и м о щ н о с т и или просто п о т е р я м и.

Потери в электрических машинах подразделяются на основные и добавочные. Основные потери возникают в результате происходящих в машине основных электромагнитных и механических процессов, а добавочные потери обусловлены различными вторичными явлениями. Во вращающихся электрических машинах основные потери подразделяются на 1) механические потери, 2) магнитные потери, или потери в стали, и 3) электрические потери.

К электрическим потерям относятся потери в обмотках, которые называются также потерями в меди, хотя обмотки и не всегда изготовляются из меди; потери в регулировочных реостатах и потери в переходном сопротивлении щеточных контактов.

Рассматриваемые в данной главе вопросы большей частью являются общими для машин постоянного и переменного тока.

Механические потери $p_{мх}$ состоят из 1) потерь в подшипниках, 2) потерь на трение щеток о коллектор или контактные кольца и 3) вентиляционных потерь, которые включают в себя потери на трение частей машины о воздух и другие потери, связанные с вентиляцией машины (мощность кинетической энергии отходящего воздуха и потери в вентиляторе). В ряде случаев электрические машины охлаждаются не воздухом, а водородом или водой, и соответствующие потери также относят к вентиляционным.

Потери в подшипниках $p_{подш}$ вычисляют по соотношениям, которые рассматриваются в курсах деталей машин и проектирования электрических машин. Эти потери зависят от типа подшипников (качения или скольжения), от состояния трущихся поверхностей, вида смазки и т. д. Важно подчеркнуть, что при работе данной машины эти потери зависят только от скорости вращения и не зависят от нагрузки.

Потери на трение щеток могут быть вычислены по формуле

$$p_{тр.щ} = k_{тр} f_щ S_щ v_k, \tag{7-1}$$

где $k_{тр}$ — коэффициент трения щеток о коллектор или контактные кольца ($k_{тр} = 0{,}15 \div 0{,}30$); $f_щ$ — удельное (на единицу площади) давление на щетку; $S_щ$ — контактная поверхность всех щеток; $v_к$ — окружная скорость коллектора или контактных колец.

Потери на вентиляцию $p_{вент}$ зависят от конструкции машины и рода вентиляции. Подробности расчета этих потерь рассматриваются в курсах проектирования электрических машин. В случае если вентиляция осуществляется не встроенным в машину, а отдельно стоящим вентилятором, потери на вентиляцию машины включают в себя потребляемую мощность привода вентилятора.

В самовентилируемых машинах со встроенным центробежным вентилятором потери на вентиляцию в ваттах иногда вычисляются приближенно по следующей эмпирической формуле:

$$p_{вент} = 1{,}75\, Qv^2, \tag{7-2}$$

где Q — количество воздуха, прогоняемого через машину, м³/с; v — окружная скорость вентиляционных крыльев по их внешнему диаметру, м/с.

Так как Q также пропорционально v, то из выражения (7-2) следует, что потери $p_{вент}$ пропорциональны третьей степени скорости вращения машины.

Общие механические потери

$$p_{мх} = p_{подш} + p_{вент} + p_{тр. щ}. \qquad (7\text{-}3)$$

Как следует из изложенного, в каждой данной машине потери $p_{мх}$ зависят только от скорости вращения и не зависят от нагрузки. В машинах постоянного тока мощностью 10—500 кВт потери $p_{мх}$ составляют соответственно около 2—0,5% от номинальной мощности машины.

Магнитные потери $p_{мг}$ включают в себя потери на гистерезис и вихревые токи, вызванные перемагничиванием сердечников активной стали (см. § В-4). Для вычисления этих потерь сердечник подразделяется на части, в каждой из которых магнитная индукция постоянна. Например, в машинах постоянного тока вычисляются отдельно потери в сердечнике якоря

$$p_{мгa} = k_{дa} p_{1,0/50} B_a^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} G_{сa} \qquad (7\text{-}4)$$

и в зубцах якоря

$$P_{мгz} = k_{дz} p_{1,5/50} \left(\frac{B_z}{1,5}\right)^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} G_{сz}. \qquad (7\text{-}5)$$

Здесь $p_{1,0/50}$ и $p_{1,5/50}$ — удельные потери в стали на единицу массы при частоте $f = 50$ Гц и индукциях соответственно $B = 1,0$ Т и $B = 1,5$ Т; B_a и B_z — средние значения индукции в спинке якоря и зубцах; $G_{сa}$ и $G_{сz}$ — массы стали спинки якоря и зубцов; $k_{дa}$ и $k_{дz}$ — коэффициенты, учитывающие увеличение потерь вследствие обработки стали (наклеп при штамповке, замыкание листов в пакете), из-за неравномерности распределения индукции и несинусоидальности закона изменения индукции во времени.

В машинах постоянного тока можно принять $k_{дa} = 3,6$ и $k_{дz} = 4,0$.

К магнитным потерям относят также такие добавочные потери, которые зависят от значения основного потока машины (потока полюсов) и вызваны зубчатым строением сердечников. Эти потери иногда называют также добавочными потерями холостого хода, так как они существуют в возбужденной машине уже при холостом ходе.

К указанным потерям в машинах постоянного тока относятся прежде всего поверхностные потери $p_{пов}$ в полюсных наконечниках,

обусловленные зубчатостью якоря. Ввиду наличия зубцов и пазов на вращающемся якоре магнитная индукция в каждой точке поверхности полюсного наконечника пульсирует (см. рис. 2-4) с частотой

$$f_z = Zn,$$

будучи максимальной, когда против рассматриваемой точки находится зубец якоря, и минимальной, когда против этой точки находится паз якоря. Вследствие этого в полюсных наконечниках индуктируются вихревые токи, причем они протекают только в тонком поверхностном слое, так как f_z имеет порядок тысячи и более герц. Эти потери зависят от 1) величины пульсаций индукции, которая больше при открытых пазах на якоре, 2) частоты пульсаций f_z и 3) толщины листов стали полюсов и степени их изолированности друг от друга на поверхности наконечника полюса.

Если пазы имеются также в полюсных наконечниках машины постоянного тока (при наличии компенсационной обмотки), то в зубцах якоря и полюсах в результате их взаимного перемещения возникают пульсации магнитного потока. Потоки в зубцах максимальны, когда зубец якоря расположен против зубца полюса, и минимальны, когда против зубца расположен паз. Частота этих пульсаций также велика. При этом возникают пульсационные потери $p_{пульс}$ в зубцах и поверхностные потери также на внешней поверхности якоря.

Подобные же поверхностные и пульсационные потери, вызванные зубчатым строением сердечников и зависящие от основного магнитного потока, возникают также в машинах переменного тока. Потери $p_{пов}$ и $p_{пульс}$ вычисляются по формулам, которые приводятся в курсах проектирования электрических машин.

К добавочным потерям холостого хода относятся также потери, которые возникают в проволочных бандажах, обмоткодержателях и в других деталях при их вращении в магнитном поле полюсов.

Общие магнитные потери

$$p_{мг} = p_{мгa} + p_{мгz} + p_{пов} + p_{пульс}. \qquad (7\text{-}6)$$

Электрические потери $p_{эл}$ в каждой обмотке вычисляют по формуле $p_{эл} = I^2 r$. Сопротивление обмотки зависит от ее температуры. Поэтому ГОСТ 183—74 предусматривает определение потерь в обмотках при расчетной температуре 75° С для классов изоляции обмоток А, Е и В и 115° С для классов F и H. В нормальных машинах постоянного тока имеются две электрические цепи: цепь якоря и цепь возбуждения. Поэтому обычно рассчитывают потери в цепи якоря $p_{эл. a}$ и в цепи возбуждения $p_{эл. в}$.

Потери в обмотках можно выразить также через плотность тока в обмотке j и массу обмотки (без изоляции) G. Действительно,

$$p_{эл. об} = I^2 r = I^2 \frac{\rho l}{s} = \left(\frac{I}{s}\right)^2 \frac{\rho l s \gamma}{\gamma},$$

где l — общая длина проводников обмотки; s — сечение проводника; γ — плотность проводника; ρ — удельное сопротивление.

Но

$$(l/s)^2 = j^2 \quad \text{и} \quad ls\gamma = G.$$

Поэтому

$$p_{эл.\,об} = \frac{\rho}{\gamma} j^2 G.$$

Например, для меди $\gamma = 8{,}9$ г/см³ $= 8{,}9 \cdot 10^3$ кг/м³ и при 75° С $\rho = 1/4600$ Ом·мм²/см $= 1/46 \cdot 10^6$ Ом·м. Если выразить, далее, j в А/мм², то получим

$$p_{эл.\,об} = \frac{1}{46 \cdot 10^6 \cdot 8{,}9 \cdot 10^3} (10^6 j)^2 G = 2{,}44 j^2 G. \qquad (7\text{-}7)$$

Таким образом, формула (7-7) определяет потери в ваттах в медной обмотке массой G кг при 75° С и при плотности тока j А/мм².

К электрическим потерям относят также потери в регулировочных реостатах и потери в переходных сопротивлениях щеточных контактов. Потери в переходных сопротивлениях щеточных контактов для щеток одной полярности вычисляются по формуле

$$p_{эл.\,щ} = \Delta U_щ I, \qquad (7\text{-}8)$$

где $\Delta U_щ$ — падение напряжения на один щеточный контакт. Так как $\Delta U_щ$ зависит сложным образом от разных величин и факторов, то для упрощения расчетов, согласно ГОСТ 11828—75, принимается для угольных и графитных щеток $\Delta U_щ = 1$ В и для металлоугольных щеток $\Delta U_щ = 0{,}3$ В.

Добавочные потери $p_д$. К этой группе относят потери, вызванные различными вторичными явлениями при нагрузке машины. Поэтому указанные потери, зависящие от тока нагрузки, называют иногда также добавочными потерями при нагрузке.

В машинах постоянного тока одна часть рассматриваемых потерь возникает вследствие искажения кривой магнитного поля в воздушном зазоре при нагрузке под влиянием поперечной реакции якоря (см. § 5-1). В результате этого магнитный поток распределяется по зубцам и сечению спинки якоря неравномерно: с одного края полюсного наконечника индукция в зубцах и спинке якоря уменьшается, а с другого края увеличивается. Такое неравномерное распределение потока вызывает увеличение магнитных потерь, подобно тому как неравномерное распределение тока в проводнике (например, в результате поверхностного эффекта) вызывает увеличение электрических потерь. Вследствие такого неравномерного распределения потока увеличиваются также поверхностные потери в полюсных наконечниках. При наличии компенсационной обмотки рассмотренная часть добавочных потерь практически отсутствует.

Другая часть добавочных потерь в машинах постоянного тока связана с коммутацией. При изменении во времени потоков рассеяния коммутируемых секций (см. рис. 6-9) в проводниках обмотки индуктируются вихревые токи. Добавочный ток коммутации также вызывает дополнительные потери.

Существуют также другие причины возникновения добавочных потерь (вихревые токи в крепежных деталях и т. п.).

Вследствие сложной природы добавочных потерь формулы для их вычисления получаются сложными и, кроме того, не особенно точными. Экспериментальное определение этих потерь также затруднительно. Поэтому на практике добавочные потери чаще всего оценивают на основе опытных данных в виде определенного процента от номинальной мощности. Согласно ГОСТ 11828—75, эти потери для машин постоянного тока при номинальной нагрузке принимаются: при отсутствии компенсационной обмотки равными 1,0% и при наличии компенсационной обмотки равными 0,5% от отдаваемой мощности для генератора и подводимой мощности для двигателя. Для других нагрузок эти потери пересчитываются пропорционально квадрату тока нагрузки.

Все виды добавочных потерь, не связанные непосредственно с электрическими процессами в цепях обмоток машины, покрываются за счет механической мощности на валу машины.

Суммарные, или полные, потери p_Σ представляют собой сумму всех потерь:

$$p_\Sigma = p_{мх} + p_{мг} + p_{эл} + p_д. \qquad (7\text{-}9)$$

В качестве иллюстрации в табл. 7-1 приводятся данные о потерях в современной машине постоянного тока при номинальной нагрузке.

Таблица 7-1

Потери в генераторе постоянного тока 500 кВт, 460 В, 375 об/мин

Вид потерь	Значение потерь в ваттах	Значение потерь в процентах от полных
Механические	3 200	8,2
Магнитные	9 200	23,3
Электрические	22 000	55,8
Добавочные	5 000	12,7
Полные потери	39 400	100

§ 7-2. Коэффициент полезного действия

Общие положения. Коэффициент полезного действия определяется как отношение полезной, или отдаваемой, мощности P_2 к потребляемой мощности P_1:

$$\boxed{\eta = P_2/P_1} \tag{7-10}$$

или в процентах

$$\eta\% = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100. \tag{7-11}$$

Современные электрические машины имеют высокий к. п. д. Так, у машин постоянного тока мощностью 10 кВт к. п. д. составляет 83—87%, мощностью 100 кВт — 88—93% и мощностью 1000 кВт — 92—96%. Лишь малые машины имеют относительно низкие к. п. д.; например, у двигателя постоянного тока мощностью 10 Вт к. п. д. 30—40%.

Кривая к. п. д. электрической машины $\eta = f(P_2)$ сначала быстро растет с увеличением нагрузки, затем к. п. д. достигает максимального значения (обычно при нагрузке, близкой к номинальной) и при больших нагрузках уменьшается (рис. 7-1). Последнее объясняется тем, что отдельные виды потерь (электрические $I_a^2 r_a$ и добавочные) растут быстрее, чем полезная мощность.

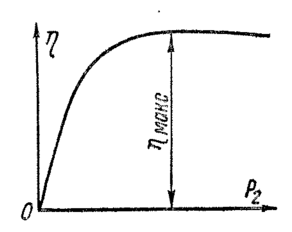


Рис. 7-1. Зависимость коэффициента полезного действия электрической машины от нагрузки

Прямой и косвенный методы определения к. п. д. Прямой метод определения к. п. д. по экспериментальным значениям P_1 и P_2 согласно формуле (7-10) может дать существенную неточность, поскольку, во-первых, P_1 и P_2 являются близкими по значению и, во-вторых, их экспериментальное определение связано с погрешностями. Наибольшие трудности и погрешности вызывает измерение механической мощности.

Если, например, истинные значения мощности $P_1 = 1000$ кВт и $P_2 = 950$ кВт могут быть определены с точностью 2%, то вместо истинного значения к. п. д.

$$\eta = 950/1000 = 0{,}95$$

можно получить

$$\eta = \frac{950 + 0{,}02 \cdot 950}{1000 - 0{,}02 \cdot 1000} = \frac{1{,}02 \cdot 950}{0{,}98 \cdot 1000} = 0{,}987$$

или

$$\eta = \frac{0{,}98 \cdot 950}{1{,}02 \cdot 1000} = 0{,}913.$$

Поэтому ГОСТ 11828—75 предписывает для машин с $\eta_{\%} > 70\%$ косвенный метод определения к. п. д., при котором по экспериментальным данным определяется сумма потерь p_Σ.

Подставив в формулу (7-10) $P_2 = P_1 - p_\Sigma$, получим

$$\boxed{\eta = 1 - p_\Sigma / P_1.} \tag{7-12}$$

Применив здесь подстановку $P_1 = P_2 + p_\Sigma$, получим другой вид формулы:

$$\boxed{\eta = 1 - \frac{p_\Sigma}{P_2 + p_\Sigma}.} \tag{7-13}$$

Так как более удобно и точно можно измерять электрические мощности (для двигателей P_1 и для генераторов P_2), то для двигателей более подходящей является формула (7-12) и для генераторов — формула (7-13). Методы экспериментального определения отдельных потерь и суммы потерь p_Σ описываются в стандартах на электрические машины и в руководствах по испытанию и исследованию электрических машин [25—29]. Если даже p_Σ определяется со значительно меньшей точностью, чем P_1 или P_2, при использовании вместо выражения (7-10) формул (7-12) и (7-13) получаются все же значительно более точные результаты.

Условия максимума к. п. д. Различные виды потерь различным образом зависят от нагрузки. Обычно можно считать, что одни виды потерь остаются постоянными при изменении нагрузки, а другие являются переменными. Например, если генератор постоянного тока работает с постоянной скоростью вращения и постоянным потоком возбуждения, то механические и магнитные потери являются также постоянными. Наоборот, электрические потери в обмотках якоря, добавочных полюсов и компенсационной изменяются пропорционально I_a^2, а в щеточных контактах — пропорционально I_a. Напряжение генератора при этом также приблизительно постоянно, и поэтому с определенной степенью точности $P_2 \sim I_a$.

Таким образом, в общем, несколько идеализированном случае можно положить, что

$$P_2 = U_н I = U_н I_н \frac{I}{I_н}$$

или

$$P_2 = k_{нг} P_{2н}, \tag{7-14}$$

где коэффициент нагрузки

$$k_{нг} = I/I_н = P_2/P_{2н} \qquad (7\text{-}15)$$

определяет относительную величину нагрузки машины.

Суммарные потери также можно выразить через $k_{нг}$:

$$p_\Sigma = p_0 + k_{нг}p_1 + k_{кг}^2 p_2, \qquad (7\text{-}16)$$

где p_0 — постоянные потери, не зависящие от нагрузки; p_1 — значение потерь, зависящих от первой степени $k_{нг}$ при номинальной нагрузке; p_2—значение потерь, зависящих от квадрата $k_{нг}$, при номинальной нагрузке.

Подставим P_2 из (7-14) и p_Σ из (7-16) в формулу к. п. д.

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + p_\Sigma}.$$

Тогда

$$\eta = \frac{k_{нг}P_{2н}}{k_{нг}P_{2н} + p_0 + k_{нг}p_1 + k_{нг}^2 p_2}. \qquad (7\text{-}17)$$

Установим, при каком значении $k_{нг}$ к. п. д. достигает максимального значения, для чего определим производную $d\eta/dk_{нг}$ по формуле (7-17) и приравняем ее нулю:

$$\frac{\partial\eta}{\partial k_{нг}} = \frac{(p_0 - k_{нг}^2 p_2)\, P_{2н}}{(k_{нг}P_{2н} + p_0 + k_{нг}p_1 + k_{нг}^2 p_2)^2} = 0.$$

Это уравнение удовлетворяется, когда его знаменатель равен бесконечности, т. е. при $k_{нд} = \infty$. Этот случай не представляет интереса. Поэтому необходимо положить равным нулю числитель. При этом получим

$$p_0 = k_{нг}^2 p_2. \qquad (7\text{-}18)$$

Таким образом, к. п. д. будет максимальным при такой нагрузке, при которой переменные потери $k_{нг}^2 p_2$, зависящие от квадрата нагрузки, становятся равными постоянным потерям p_0.

Значение коэффициента нагрузки при максимуме к. п. д., согласно формуле (7-18),

$$k_{нг} = \sqrt{p_0/p_2}. \qquad (7\text{-}19)$$

Если машина проектируется для заданного значения $\eta_{макс}$, то, поскольку потери $k_{нг}p_1$ обычно относительно малы, можно считать, что

$$p_0 + p_2 \approx p_\Sigma = \text{const}.$$

Изменяя при этом соотношение потерь p_0 и p_2, можно достичь максимального значения к. п. д. при различных нагрузках. Если машина работает большей частью при нагрузках, близких к номинальной, то выгодно, чтобы значение $k_{нг}$ [см. формулу (7-19)] было близко к единице. Если машина работает в основном при малых нагрузках, то выгодно, чтобы значение $k_{нг}$ [см. формулу (7-19)] было соответственно меньше.

Глава восьмая

НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 8-1. Теплопередача в электрических машинах

Потери энергии вызывают выделение тепла и нагревание частей электрической машины. Передача тепла от более нагретых частей машины к менее нагретым и в окружающую среду происходит путем теплопроводности, лучеиспускания и конвекции.

Теплопередача путем теплопроводности в электрических машинах происходит главным образом внутри твердых тел (медь, сталь, изоляция), в то время как в газах (воздух, водород) и жидкостях (масло, вода) главное значение имеет передача тепла конвекцией.

Если площадь каждой из двух параллельных поверхностей (например, медь обмотки и стенка паза машины) равна S и температуры ϑ_1 и ϑ_2 на каждой поверхности постоянны, то через среду между этими поверхностями (в данном случае через изоляцию) в единицу времени передается количество теплоты

$$Q = \frac{\lambda_{пр}S}{\delta}(\vartheta_1 - \vartheta_2). \qquad (8\text{-}1)$$

Здесь δ — расстояние между поверхностями, а $\lambda_{пр}$ — коэффициент теплопроводности промежуточной среды, численно равный количеству теплоты, передаваемой в единицу времени через единицу площади при разности температур 1° С и расстоянии между поверхностями, равном единице длины.

Теплопроводность металлов достаточно велика; например, для меди $\lambda_{пр}$ = 385 Вт/(°С·м), а для электротехнической стали $\lambda_{пр}$ =

$= 20 \div 45$ Вт/(°С·м). Теплопроводность электроизоляционных материалов, наоборот, мала: например, для изоляции класса А $\lambda_{пр} = 0{,}10 \div 0{,}13$ Вт/(°С·м), а для изоляции класса В $\lambda_{пр} = 0{,}15 \div 0{,}20$ Вт/(°С·м). Вследствие этого перепады температуры в изоляции обмоток электрических машин получаются значительными, что затрудняет охлаждение обмоток и ограничивает значения линейной нагрузки и плотности тока.

Для машин с изоляцией класса А характерны следующие значения величин: толщина пазовой изоляции $\delta = 0{,}5$ мм $= 5 \cdot 10^{-4}$ м, тепловой поток на 1 м^2 поверхности изоляции $Q = 2500$ Вт. Если принять $\lambda_{пр} = 0{,}125$ Вт/(°С·м), то при этих условиях, согласно выражению (8-1), перепад температуры в изоляции

$$\Theta_{из} = \vartheta_1 - \vartheta_2 = \frac{Q\delta}{\lambda_{пр}S} = \frac{2500 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}{0{,}125 \cdot 1} = 10°\,\text{С}.$$

В высоковольтных машинах переменного тока толщина изоляции составляет несколько миллиметров, а $\Theta_{из} = 20 \div 25°$ С.

Теплопередача лучеиспусканием. Для абсолютно черного тела действителен закон Стефана—Больцмана:

$$q_{лч} = \alpha_{лч}(\vartheta_{1a}^4 - \vartheta_{2a}^4), \tag{8-2}$$

где $q_{лч}$ — количество теплоты, излучаемое с единицы поверхности тела в единицу времени; $\alpha_{лч}$ — коэффициент лучеиспускания; ϑ_{1a} и ϑ_{2a} — абсолютные температуры излучающей поверхности и окружающей среды.

Согласно опытным данным, для абсолютно черного тела $\alpha_{лч} = 5{,}65 \cdot 10^{-8}$ Вт/(К^4·м^2). Для неабсолютно черных тел, например для чугунных и стальных поверхностей, лакированной изоляции, $\alpha_{лч}$ уменьшается на 3—10%.

Выражение (8-2) для практических целей можно преобразовать. Имеем

$$\vartheta_{1a}^4 - \vartheta_{2a}^4 = (\vartheta_{1a} - \vartheta_{2a})(\vartheta_{1a}^3 + \vartheta_{1a}^2\vartheta_{2a} + \vartheta_{1a}\vartheta_{2a}^2 + \vartheta_{2a}^3). \tag{8-3}$$

Для электрических машин $\vartheta_{1a} = 273 + \vartheta_1$ и $\vartheta_{2a} = 273 + \vartheta_2$ изменяются в небольших пределах, и поэтому второй множитель в правой части (8-3) изменяется относительно мало. Первый же множитель $\vartheta_{1a} - \vartheta_{2a} = \Theta$ представляет собой превышение температуры тела над температурой окружающей среды. Поэтому формулу (8-2) можно записать в следующем виде:

$$\boxed{q_{лч} = \lambda_{лч}\Theta,} \tag{8-4}$$

где $\lambda_{лч}$ — преобразованный коэффициент лучеиспускания, равный количеству теплоты, излучаемой в единицу времени с единицы поверхности при превышении температуры на 1° С. Для электрических машин в среднем $\lambda_{лч} = 6$ Вт/(°С·м^2).

Полное количество теплоты, излучаемое с поверхности S в единицу времени:

$$\boxed{Q_{лч} = \lambda_{лч}S\Theta.} \tag{8-5}$$

Теплопередача при естественной конвекции. Частицы жидкости или газа, соприкасающиеся с нагретым телом, нагреваются, становятся легче и вследствие этого поднимаются кверху, уступая свое место другим, еще не нагретым частицам, которые в свою очередь, нагреваясь, поднимаются кверху и т. д. Это явление будем называть *естественной конвекцией* в отличие от *искусственной конвекции*, которая создается искусственно, например путем обдува охлаждаемой поверхности воздухом при помощи вентилятора.

Рассмотрим сначала естественную конвекцию.

Количество теплоты, отводимой конвекцией в единицу времени с единицы поверхности, определяется по формуле, аналогичной (8-4), и равно

$$q_{кв} = \lambda_{кв}\Theta, \tag{8-6}$$

а с поверхности площадью S

$$Q_{кв} = \lambda_{кв}S\Theta. \tag{8-7}$$

Здесь $\lambda_{кв}$ — коэффициент теплоотдачи конвекцией, равный количеству теплоты, отводимому в единицу времени с единицы поверхности при превышении температуры на 1°С, и Θ — превышение температуры охлаждаемой поверхности над температурой охлаждающей среды.

Значение $\lambda_{кв}$ зависит от размеров и формы охлаждаемой поверхности, ее положения и т. д. Для электрических машин в случае воздушной конвекции можно в среднем принять $\lambda_{кв} = 8$ Вт/(°С·м^2). Теплопередача конвекцией в трансформаторном масле (обмотки трансформатора) осуществляется в 15—20 раз интенсивнее, чем в воздухе.

Согласно формулам (8-5) и (8-7), количество теплоты, отдаваемой с поверхности путем излучения и конвекции,

$$\boxed{Q = \lambda_{лк}S\Theta,} \tag{8-8}$$

где

$$\lambda_{лк} = \lambda_{лч} + \lambda_{кв}, \tag{8-9}$$

причем для воздуха в среднем $\lambda_{лк} = 14$ Вт/(°С·м^2).

Соотношения (8-5), (8-7) и (8-8) используются для расчета превышения температуры в условиях, когда искусственная конвекция отсутствует, например при необдуваемой поверхности бака трансформатора.

В электрических машинах условия рассеяния тепла лучеиспусканием и конвекцией для различных поверхностей различны. В современных вентилируемых машинах отвод тепла путем искусственной конвекции настолько преобладает над отводом тепла лучеиспусканием, что последний обычно не учитывают.

Теплопередача при искусственой конвекции. Для более интенсивного отвода тепла обычно применяют обдув внутренних, а иногда и внешних поверхностей электрических машин воздухом.

Усиление теплоотдачи при искусственной конвекции происходит в разной степени в зависимости от равномерности обдува, формы обдуваемых поверхностей и т. д. Исследование данного вопроса усложняется конструктивным многообразием электрических машин и их частей, а также сложностью аэродинамических явлений во внутренних полостях и каналах машины.

Опыты показывают, что для коэффициента теплоотдачи в рассматриваемом случае можно использовать следующую приближенную эмпирическую формулу:

$$\lambda_{кв} = \lambda'_{кв}\left(1 + C_в \sqrt{v}\right), \tag{8-10}$$

где $\lambda_{кв}$ — коэффициент теплоотдачи с обдуваемой поверхности; $\lambda'_{кв}$ — то же при естественной конвекции; v — скорость движения воздуха относительно охлаждаемой поверхности, м/с; $C_в$ — эмпирический коэффициент, зависящий от степени равномерности обдува поверхности.

Если, например, $v = 25$ м/с и $C_в = 1{,}3$, то теплоотдача, согласно формуле (8-10), увеличивается в 7,5 раза и для воздуха равна $\lambda_{кв} = 8 \cdot 7{,}5 = 60$ Вт/(°С·м²).

§ 8-2. Нагревание и охлаждение идеального однородного твердого тела

Уравнение нагревания. Хотя электрическая машина имеет сложное устройство, в основу анализа процесса ее нагревания может быть положена теория нагревания идеального однородного твердого тела, под которым здесь понимается тело, обладающее равномерным рассеянием тепла со всей поверхности и бесконечно большой теплопроводностью, вследствие чего все точки тела имеют одинаковую температуру. Составим дифференциальное уравнение нагревания такого тела, для чего рассмотрим его тепловой баланс.

Пусть в единицу времени в теле выделяется количество теплоты Q. Тогда за бесконечно малый промежуток времени выделяемое

количество теплоты будет равно $Q\,dt$. Эта теплота частично аккумулируется в теле при повышении температуры и частично отдается во внешнюю среду.

Если за время dt температура тела повысилась на $d\Theta$, то количество аккумулируемой за это время теплоты равно $Gcd\Theta$, где G — масса тела и c — его удельная теплоемкость.

Пусть в рассматриваемом бесконечно малом интервале времени превышение температуры тела над температурой окружающей среды равно Θ. Тогда количество теплоты, отдаваемое в окружающее пространство за время dt вследствие лучеиспускания, конвекции и теплопроводности, будет равно $S\lambda\Theta dt$, где S — площадь тела и λ — коэффициент теплоотдачи с поверхности.

На основе закона сохранения энергии

$$Q\,dt = Gc\,d\Theta + S\lambda\Theta\,dt. \tag{8-11}$$

Прежде чем приступить к решению уравнения нагревания (8-11), несколько преобразуем его.

Установившееся превышение температуры и постоянная времени нагревания. После истечения достаточно длительного времени (теоретически при $t = \infty$) температура тела достигает установившегося значения. Тогда $d\Theta = 0$ и $\Theta = \Theta_\infty$. Подставив эти значения в выражение (8-11), получим

$$Q\,dt = S\lambda\Theta_\infty\,dt,$$

откуда

$$\Theta_\infty = \frac{Q}{S\lambda}. \tag{8-12}$$

Установившееся превышение температуры Θ_∞ тем больше, чем больше выделяется тепла и чем хуже условия его отдачи, т. е. чем меньше $S\lambda$.

Разделим обе части выражения (8-11) на $S\lambda$, используем равенство (8-12) и обозначим

$$\boxed{T = \frac{Gc}{S\lambda}.} \tag{8-13}$$

Тогда вместо (8-11) получим

$$\Theta_\infty\,dt = T\,d\Theta + \Theta\,dt. \tag{8-14}$$

Размерность всех членов (8-14) должна быть одинакова — температура, умноженная на время. Поэтому T имеет размерность времени, что можно установить также по формуле (8-13). Величина T называется постоянной времени нагревания

тела; согласно формуле (8-13), она тем больше, чем больше теплоемкость тела Gc и чем меньше интенсивность отдачи тепла, т. е. чем меньше $S\lambda$.

Если определить из равенства (8-12) $S\lambda$ и подставить в (8-13), то получим еще одно выражение для T:

$$T=\frac{Gc\Theta_\infty}{Q}. \tag{8-15}$$

Числитель этого выражения равен количеству теплоты, накопленной в теле при достижении $\Theta=\Theta_\infty$.

Следовательно, в соответствии с выражением (8-15) постоянная времени нагревания T равна времени, в течение которого температура тела достигла бы установившегося значения Θ_∞, если бы отсутствовала передача тепла в окружающую среду и все выделяемое тепло накапливалось в теле.

Решение уравнения нагревания. В уравнении (8-14) можно разделить переменные и привести его к виду

$$\frac{dt}{T}=\frac{d\Theta}{\Theta_\infty-\Theta}. \tag{8-16}$$

При интегрировании уравнения (8-16) получим

$$t/T=-\ln(\Theta_\infty-\Theta)+C. \tag{8-17}$$

Постоянная C определяется из начального условия: при $t=0$ тело в общем случае имеет некоторое превышение температуры $\Theta=\Theta_0$. Подставив указанные значения t и Θ в (8-17), найдем, что

$$C=\ln(\Theta_\infty-\Theta_0).$$

Подставим это значение C в (8-17) и переменим знаки. Тогда

$$\ln\frac{\Theta_\infty-\Theta}{\Theta_\infty-\Theta_0}=-\frac{t}{T},$$

откуда окончательно для $\Theta=f(t)$ находим

$$\Theta=\Theta_\infty(1-e^{-t/T})+\Theta_0 e^{-t/T}. \tag{8-18}$$

Случай нагревания при $\Theta_0=0$. В этом случае вместо выражения (8-18) имеем

$$\Theta=\Theta_\infty(1-e^{-t/T}), \tag{8-19}$$

чему соответствует экспоненциальная кривая нагревания, изображенная на рис. 8-1, *а*. При малых t, когда и Θ мало, теплоотдача в окружающее пространство также мала, бóльшая часть тепла накапливается в теле и температура его растет быстро, как это видно из рис. 8-1, *а*. Затем с ростом Θ теплоотдача увеличивается и рост температуры тела замедляется. При $t=\infty$, согласно равенству (8-19), $\Theta=\Theta_\infty$.

На рис. 8-1, *а* указаны значения Θ, достигаемые через интервалы времени T, $2T$, $3T$ и $4T$. Из этого рисунка видно, что тело достигает

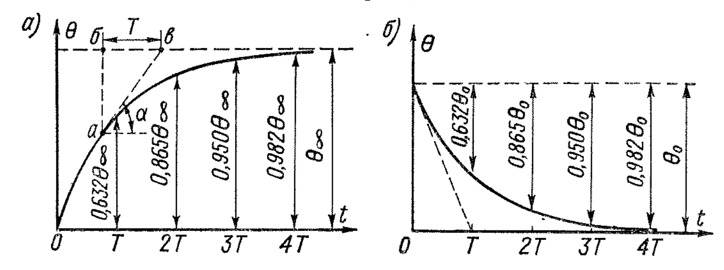


Рис. 8-1. Кривые нагревания (*а*) и охлаждения (*б*) идеального однородного твердого тела

практически установившегося превышения температуры через интервал времени $t=4T$.

Охлаждение тела. Если тело имеет некоторое начальное превышение температуры $\Theta_0\neq0$, но $Q=0$ и, следовательно, в соответствии с выражением (8-12) $\Theta_\infty=0$, то происходит охлаждение тела от $\Theta=\Theta_0$ до $\Theta=\Theta_\infty=0$.

Подставив в (8-18) $\Theta_\infty=0$, получим уравнение охлаждения тела

$$\Theta=\Theta_0 e^{-t/T}. \tag{8-20}$$

Экспоненциальная кривая охлаждения тела согласно уравнению (8-20) представлена на рис. 8-1, *б*. Сначала, когда Θ и соответственно также теплоотдача велики, охлаждение идет быстро, а по мере уменьшения Θ охлаждение замедляется. При $t=\infty$ будет $\Theta=0$.

Общий случай нагревания тела, описываемый уравнением (8-18), на основании формул (8-19) и (8-20) можно рассматривать как наложение двух режимов: 1) нагревания тела от начального превышения температуры $\Theta=0$ до $\Theta=\Theta_\infty$ и 2) охлаждения тела от $\Theta=\Theta_0$ до $\Theta=0$. На рис. 8-2 кривая *3* представляет собой кривую нагревания, построенную по уравнению (8-18). Эту кривую можно получить путем сложения ординат кривых *1* и *2*, соответствующих уравнениям (8-19) и (8-20).

Графический способ определения T. Найдем подкасательную *бв* (рис. 8-1, *а*), отсекаемую на асимптоте $\Theta = \Theta_\infty$ касательной к кривой $\Theta = f(t)$. Из рис. 8-1, *а* следует, что

$$бв = \frac{аб}{\operatorname{tg}\alpha} = \frac{\Theta_\infty - \Theta}{\operatorname{tg}\alpha}, \qquad (8\text{-}21)$$

где α — угол наклона касательной к кривой $\Theta = f(t)$.

Как известно,

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{d\Theta}{dt}.$$

Но, согласно выражению (8-16),

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{d\Theta}{dt} = \frac{\Theta_\infty - \Theta}{T}. \qquad (8\text{-}22)$$

Подставив $\operatorname{tg}\alpha$ из (8-22) в (8-21), получим

$$бв = T.$$

Таким образом, подкасательная к любой точке кривой нагревания или охлаждения равна постоянной времени нагревания T. Этим свойством кривых $\Theta = f(t)$ можно воспользоваться для графического определения T, если имеется кривая $\Theta = f(t)$, снятая, например, опытным путем. На рис. 8-1, *б* и 8-2 показан способ определения T при построении касательной к начальной точке кривой.

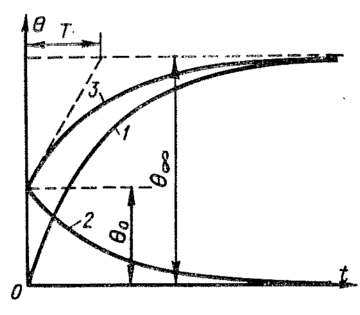


Рис. 8-2. Общий случай нагревания идеального однородного твердого тела

Заключительные замечания. Выше была изложена теория нагревания идеального однородного твердого тела. В действительности электрическая машина не представляет собой такого тела, так как она состоит из разных частей, обладающих конечной теплопроводностью, причем теплопроводность электрической изоляции достаточно мала. Поэтому отдельные части машины (обмотка, сердечники и др.) имеют различные температуры. В связи с этим более правильно было бы рассматривать электрическую машину как совокупность нескольких однородных тел, между которыми существует теплообмен. В действительных условиях величина T также не вполне постоянна, так как коэффициенты теплоотдачи зависят в определенной мере от температуры. Кроме того, воздух или другой охлаждающий агент при протекании по вентиляционным каналам нагревается, и поэтому температура охлаждающей среды для различных участков охлаждаемой поверхности имеет различные значения.

Таким образом, кривые нагревания и охлаждения не являются, строго говоря, экспоненциальными. Однако в большинстве практических случаев мы не делаем существенных ошибок, считая их экспоненциальными, т. е. применяя изложенную выше теорию нагревания идеального однородного тела.

§ 8-3. Основные номинальные режимы работы электрических машин и допустимые превышения температуры

Основные номинальные режимы работы. Режимы работы электрических машин в условиях эксплуатации весьма разнообразны. Машины могут работать с полной нагрузкой в течение длительного времени (как, например, генераторы на электрических станциях, электродвигатели насосных установок и т. д.) и в продолжение относительно короткого промежутка времени (некоторые крановые двигатели и т. д.) В современных автоматизированных промышленных и других установках электрические машины весьма часто имеют циклический режим работы. В очень многих случаях электрические машины работают с переменной нагрузкой.

При различных режимах работы электрические машины нагреваются неодинаково. С точки зрения наиболее рационального использования материалов целесообразно, чтобы нагрев частей электрической машины в реальных условиях ее эксплуатации был близок к допустимому по государственным стандартам. Для этого каждую электрическую машину следовало бы проектировать и изготовлять с учетом конкретных условий и режимов ее работы в эксплуатации. Однако на практике это неосуществимо, так как даже при предположении, что условия работы каждой электрической машины можно предвидеть, в этом случае нельзя организовать массовое или серийное производство однотипных электрических машин и они были бы дорогими. Поэтому, согласно ГОСТ 183—74, электрические машины изготовляются для трех основных номинальных режимов работы.

Продолжительным номинальным режимом работы электрической машины называется режим работы при неизменной номинальной нагрузке, продолжающейся столько времени, что превышения температуры всех частей электрической машины при неизменной температуре охлаждающей среды достигают практически установившихся значений.

Кратковременным номинальным режимом работы электрической машины называется режим работы, при котором периоды неизменной номинальной нагрузки при неизменной температуре охлаждающей среды чередуются с периодами отключения машины: при этом периоды нагрузки не настолько длительны, чтобы превышения температуры всех частей электри-

ческой машины могли достигнуть практически установившихся значений, а периоды остановки электрической машины настолько длительны, что все части ее приходят в практически холодное состояние.

Согласно ГОСТ 183—74, машины с кратковременным режимом работы изготовляются с длительностью рабочего периода 15, 30, 60 и 90 мин.

Повторно-кратковременным номинальным режимом работы электрической машины называется режим работы, при котором кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки (рабочие периоды) при неизменной температуре охлаждающей среды чередуются с кратковременными периодами отключения машины (паузами), причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры отдельных частей электрической машины могли достигнуть установившихся значений.

Повторно-кратковременный номинальный режим работы характеризуется относительной продолжительностью включения (ПВ), т. е. отношением продолжительности рабочего периода к продолжительности цикла (суммарной продолжительности рабочего периода и паузы).

ГОСТ 183—74 предусматривает изготовление машин с повторно-кратковременным режимом работы с продолжительностью включения (ПВ) 15, 25, 40 и 60%.

Кроме перечисленных трех основных номинальных режимов работы, в ГОСТ 183—74 оговаривается еще несколько дополнительных номинальных режимов работы, при которых нагрузка имеет циклический характер.

Большинство электрических машин изготовляется для продолжительного режима работы.

Допустимые превышения температуры частей электрических машин. С целью обеспечения нормальных сроков службы электрических машин температуры отдельных частей машины, и в особенности температура изоляции обмоток, должны быть ограничены.

В § В-4 были указаны предельно допустимые рабочие температуры $\vartheta_{доп}$ для различных классов изоляции. Однако рабочая температура изоляции и отдельных частей машины ϑ зависит не только от нагрузки машины, но и от температуры окружающей или охлаждающей среды ϑ_0. От нагрузки машины зависит только превышение температуры Θ отдельных ее частей. Между перечисленными величинами существует зависимость

$$\vartheta = \vartheta_0 + \Theta.$$

По изложенным причинам ГОСТ 183—74 и стандарты на отдельные типы машин нормируют предельно допустимые превышения

температуры $\Theta_{доп}$ и одновременно фиксируют значение максимально допустимой температуры окружающей среды $\vartheta_0 = 40°$ С.

Способы определения превышений температур обмоток не гарантируют получения их максимальных значений, а метод сопротивления позволяет установить только среднее превышение температуры обмотки. Поэтому в стандартах в зависимости от способа измерения температуры и конструкции обмотки устанавливаются значения $\Theta_{доп}$, которые на 5—15° С меньше $\vartheta_{доп} - \vartheta_0$.

Наиболее надежные результаты дает метод сопротивления и метод заложенных термодетекторов. Последние представляют собой термометры сопротивления или термопары, заложенные между катушками в пазах и в других частях машины при ее изготовлении. Термометры сопротивления изготовляются из тонкой медной проволоки, и температура определяется по изменению ее сопротивления.

Для указанных методов измерения стандарты устанавливают при $\vartheta_0 = 40°$ С в большинстве случаев допустимые превышения температуры: 60° С — для класса изоляции А, 70° С — для класса Е, 80° С — для класса В, 100° С — для класса F, 125° С — для класса Н. Если температура окружающей среды больше или меньше 40° С, то стандарты разрешают определенные изменения допустимых превышений температуры. Допустимые кратковременные перегрузки электрических машин также нормируются стандартами.

§ 8-4. Нагревание электрических машин при различных режимах работы

Нагревание при продолжительном режиме работы происходит по кривой рис. 8-1, *а* или 8-2. При этом должно быть $\Theta_\infty \leqslant \Theta_{доп}$ для данного класса изоляции.

При проектировании электрических машин производятся также тепловые расчеты с целью установления превышений температуры отдельных частей машины. Тепловой расчет для продолжительного режима работы является основным, так как он лежит в основе расчетов превышений температур при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы.

Тепловые расчеты электрических машин достаточно сложны и рассматриваются подробнее в курсах проектирования электрических машин. Здесь укажем только ход расчета для продолжительного режима работы, когда превышения температуры достигают установившихся значений.

Значения потерь в определенных частях машины известны из электрического расчета машины. Из конструктивной схемы устанавливаются направления тепловых потоков и количество теплоты, отдаваемое с охлаждаемых поверхностей. Затем определяются скорости воздуха или другой охлаждающей среды у отдельных охла-

ждаемых поверхностей и вычисляются: 1) по формуле (8-1) перепад температуры в изоляции обмоток $\Theta_{из} = \vartheta_1 - \vartheta_2$; 2) по этой же формуле (8-1) перепад температуры в сердечнике на участке от обмотки до охлаждаемой поверхности Θ_c; 3) по формуле (8-8) превышение температуры охлаждаемой поверхности над температурой охлаждающей среды $\Theta = \Theta_{п.о}$. Кроме того, при движении газов и жидкостей по каналам необходимо учесть средний подогрев самой охлаждающей среды $\Delta\Theta_{охл}$.

Превышение температуры обмотки над температурой поступающей в машину охлаждающей среды $\Theta_{об}$ выражается суммой

$$\Theta_{об} = \Theta_{из} + \Theta_c + \Theta_{п.о} + \Delta\Theta_{охл}. \qquad (8\text{-}23)$$

Величина $\Theta_{об}$ не должна превышать допустимого значения по ГОСТ 183—74 и др.

Скорости охлаждающей среды у тех или иных поверхностей, а также соответствующие коэффициенты теплоотдачи удается установить лишь приблизительно ввиду сложности аэродинамических явлений и картины распределения тепловых потоков в машине. Поэтому тепловые расчеты дают достаточно точные результаты лишь при наличии необходимых экспериментальных данных.

Нагревание при кратковременном режиме работы. Чтобы определить превышение температуры различных частей машины $\Theta_{кр}$ при кратковременном режиме работы, сначала находят по способу, указанному выше, превышение температуры Θ_∞ в случае, если бы машина работала при заданной мощности продолжительно, а также устанавливают постоянные времени нагревания T. Зная продолжительность кратковременного режима $t_{кр}$, можно вычислить достигаемые при этом режиме превышения температуры по формуле (8-19):

$$\Theta_{кр} = \Theta_\infty (1 - e^{-t_{кр}/T}). \qquad (8\text{-}24)$$

Значения $\Theta_{кр}$ должны укладываться в установленные допустимые пределы.

Очевидно, $\Theta_{кр} < \Theta_\infty$, и так как допустимые превышения температуры $\Theta_{доп}$ для всех режимов одинаковы, то при кратковременном режиме можно допустить значения Θ_∞ в $1/(1-e^{-t_{кр}/T})$ раз больше, чем при продолжительном режиме работы. Во столько же раз могут быть больше допустимые значения потерь в машине. Поэтому при данных габаритах машин и расходе материалов мощности машин с кратковременным режимом работы больше мощностей машин с продолжительным режимом работы.

Нагревание при повторно-кратковременном режиме работы. Предположим, что машина начинает работу в режиме повторно-кратковременной нагрузки с холодного состояния. Пусть время рабочего периода равно $t_р$, а время паузы t_0.

Нагревание машины в первый рабочий период идет по участку *0—1* кривой нагревания *I* (рис. 8-3), которая может быть начерчена, если известны постоянная времени нагревания $T_н$ и установившееся превышение температуры Θ_∞ при работе в продолжительном режиме с данной мощностью.

Затем наступает пауза, и машина начинает охлаждаться. Охлаждение идет по участку *1′ — 2′* кривой *II* (рис. 8-3). Эта кривая может быть также начерчена, если известны Θ_∞ и постоянная времени охлаждения $T_{охл}$. Если условия вентиляции во время паузы такие же, как и в рабочем периоде, то $T_{охл} = T_н$. Если же, например, во время паузы машина стоит и не вентилируется, то $T_{охл} > T_н$. Охлаждение после первого периода работы идет по такому участку кривой *II*, начало которого соответствует значению Θ, достигнутому в конце этого периода работы. Перенеся участок *1′ — 2′* кривой *II* параллельно самому себе в положение *1—2*, получим участок кривой *0—1—2* изменения Θ за время первого цикла работы.

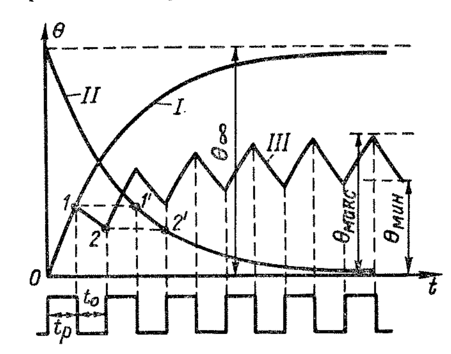


Рис. 8-3. Построение кривой нагревания при повторно-кратковременном режиме работы

Во время второго периода работы нагревание идет по тому участку кривой *I*, начало которого соответствует значению Θ, достигнутому в конце первой паузы в работе.

Подобным образом можно построить зубчатую кривую *III* нагревания машины при повторно-кратковременном режиме работы. Она состоит из участков кривых *I* и *II*, смещенных параллельно самим себе на соответствующие интервалы времени работы $t_р$ и пауз t_0, помеченные в нижней части рис. 8-3.

Спустя некоторое время температурный режим повторно-кратковременной работы практически устанавливается и общий подъем кривой *III* прекращается. Превышение температуры машины при этом колеблется в пределах от $\Theta_{макс}$ до $\Theta_{мин}$ (рис. 8-3). Значение $\Theta_{макс}$ не должно превышать значения $\Theta_{доп}$ для данного класса изоляции.

Как видно из рис. 8-3, $\Theta_{макс} < \Theta_\infty$ при продолжительном режиме работы. В соответствии с этим при повторно-кратковременном режиме работы при тех же габаритах машины и тех же условиях вентиляции можно допустить в $\Theta_\infty/\Theta_{макс}$ раз бóльшие потери и соответственно бóльшую мощность. При желании использовать

машину, предназначенную для продолжительного режима работы, в повторно-кратковременном режиме ее мощность можно увеличить, если это допустимо по другим условиям работы, например по коммутации или перегрузочной способности по моменту вращения.

§ 8-5. Охлаждение электрических машин

Конструктивные формы исполнения электрических машин. Для предотвращения чрезмерного нагрева электрических машин необходимо обеспечить надлежащие условия отвода выделяющегося в машинах тепла. С ростом мощности электрических машин условия отвода тепла ухудшаются (см. § 4-3), и поэтому в крупных машинах необходимо применять более интенсивные способы охлаждения.

Способы охлаждения в свою очередь зависят от конструктивных форм исполнения электрических машин, из которых здесь укажем лишь наиболее типичные.

Открытые электрические машины не имеют специальных приспособлений для предохранения от случайного прикосновения к вращающимся и токоведущим частям, а также для предотвращения попадания внутрь машины посторонних предметов. Такие машины находят применение только в машинных залах и лабораториях. Защищенные электрические машины имеют указанные приспособления и применяются в закрытых помещениях. Брызгозащищенные машины дополнительно защищены от попадания внутрь машины капель влаги, падающих под углом до 45° к вертикали. В этих машинах на все отверстия, расположенные в их верхних частях, устанавливаются глухие крышки и жалюзи, которые могут иметь прорези, прикрытые козырьками. Машины с таким исполнением весьма распространены и могут быть использованы также на открытом воздухе.

В закрытых электрических машинах внутреннее пространство совершенно отделено от внешней среды. Они применяются в пыльных помещениях, а также на открытом воздухе. Дальнейшим развитием закрытых машин являются взрывозащищенные (взрывобезопасные) и герметические машины. Первые используются для работы во взрывоопасных шахтах и на химических предприятиях, когда требуется, чтобы искрение или взрыв внутри машины не приводили к взрыву или воспламенению газов во внешней среде. Герметические машины выполняются с особо плотным соединением поверхностей разъема, так что они могут работать даже под водой.

Способы охлаждения электрических машин. По способу охлаждения различаются:

1) машины с естественным охлаждением, в которых нет никаких специальных приспособлений для охлаждения;

2) машины с внутренней самовентиляцией, охлаждение которых происходит с помощью вентиляторов или других вентиляционных устройств, укрепленных на вращающихся частях самой вентилируемой машины и осуществляющих вентиляцию внутренних ее полостей (открытые и защищенные машины);

3) машины с наружной самовентиляцией, в которых путем самовентиляции охлаждается внешняя поверхность машины, а внутренние ее части закрыты для доступа внешнего воздуха (закрытые машины);

4) машины с независимым охлаждением, в которые охлаждающая газообразная или жидкая среда подается с помощью отдельного вентилятора, компрессора или насоса, имеющего собственный привод.

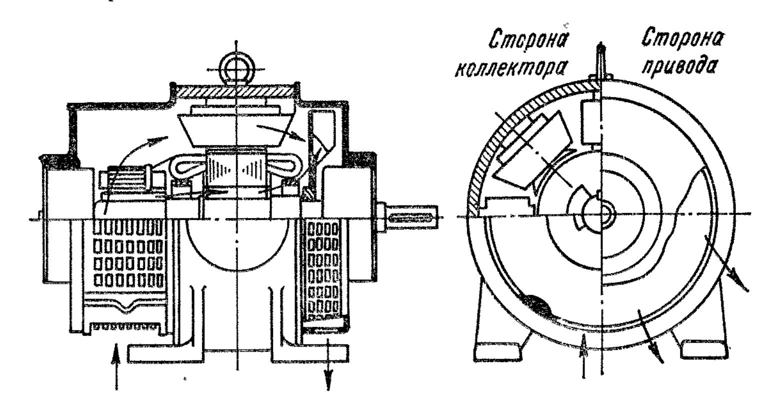


Рис. 8-4. Аксиальная система вентиляции машины постоянного тока

Особенности разных способов охлаждения иллюстрируются ниже на примере машин постоянного тока, но и охлаждение машин переменного тока осуществляется подобным же образом.

Машины с естественным охлаждением в настоящее время строятся лишь на мощности порядка нескольких десятков ватт. В некоторых случаях естественное охлаждение применяется также для закрытых машин мощностью до нескольких сотен ватт, но в этом случае для усиления отдачи тепла поверхность охлаждения увеличивают путем изготовления корпуса машины с ребрами.

Машины с внутренней самовентиляцией имеют наибольшее распространение. При этом различают аксиальную (рис. 8-4) и радиальную (рис. 8-5) системы вентиляции. В первом случае передача тепла воздуху происходит при движении последнего вдоль охлаждаемых поверхностей в аксиальном направлении, а во втором — в радиальном направлении.

В машинах постоянного тока при аксиальной вентиляции поток воздуха движется между полюсами и вдоль внешней поверхности якоря, а при $D_a > 200$ мм также по выполняемым в этом случае аксиальным каналам между якорем и валом или по аксиальным вентиляционным каналам в сердечнике якоря. Потоки воздуха омывают также коллектор. Воздух поступает в машину с одного ее конца и выбрасывается с другого.

Воздух при движении вдоль охлаждаемых частей машины подогревается, и, следовательно, нагрев машины при аксиальной вентиляции будет в аксиальном направлении неравномерным. Поэтому аксиальная вентиляция применяется обычно при активной длине машины до 200—250 мм.

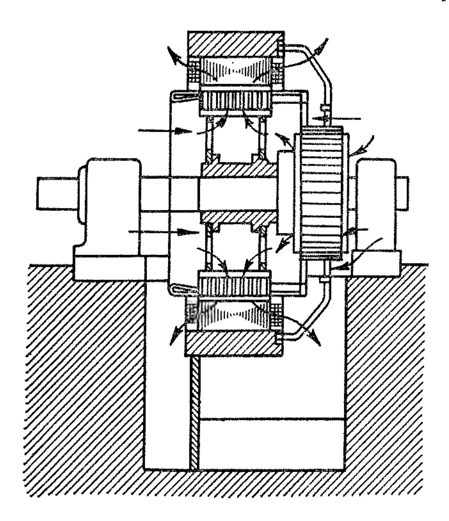


Рис. 8-5. Радиальная система вентиляции машины постоянного тока

При радиальной системе вентиляции сердечник якоря имеет радиальные каналы (см. § 1-2 и рис. 1-9) с ветреницами. При вращении якоря ветреницы действуют подобно лопастям вентилятора, и поэтому установка на валу особых вентиляторов иногда оказывается излишней. Воздух при этой системе вентиляции поступает внутрь машины с торцов и выбрасывается по бокам станины или через отверстия в ней.

Машины с наружной самовентиляцией — это машины закрытой конструкции, у которых на валу установлен наружный вентилятор, обдувающий наружную поверхность станины (рис. 8-6). При этом для увеличения поверхности охлаждения наружная поверхность станины часто снабжается продольными ребрами. Часто машина имеет также внутренний вентилятор или вентиляционные крылышки для создания более интенсивного движения воздуха внутри машины и усиления теплообмена между внутренними частями машины и станиной (рис. 8-6).

Машины с независимой вентиляцией. Обычно такие машины тоже охлаждаются воздухом, который подается в машину с помощью отдельного вентилятора (рис. 8-7). Такую вентиляцию называют также принудительной. Иногда вентилятор со своим приводным двигателем устанавливается на корпусе вентилируемой машины.

В рассматриваемом случае система вентиляции может быть как аксиальной, так и радиальной. Применяется этот способ вентиляции обычно тогда, когда скорость вращения машины регулируется в широких пределах, так как в этом случае при самовентиляции (с вентилятором на валу машины) нельзя обеспечить необходимый расход воздуха при низкой скорости вращения.

Всасывающая и нагнетательная вентиляция. В схемах рис. 8-4 и 8-7 вентилятор находится в конце вентиляционного тракта машины и через него проходит воздух, подогретый внутри машины.

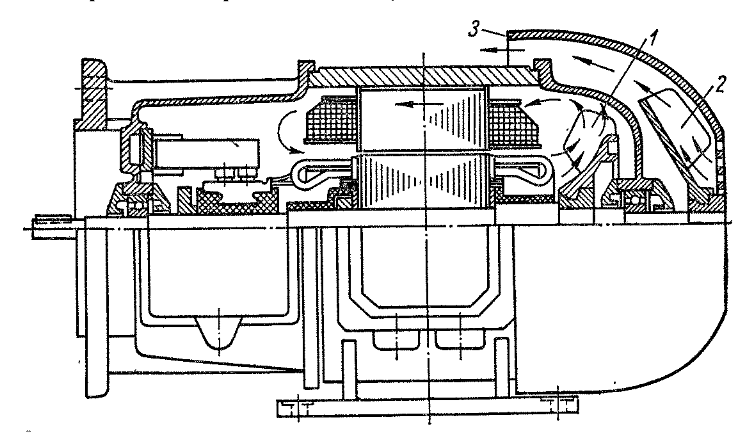


Рис. 8-6. Машина постоянного тока с наружной самовентиляцией

1 — внутренний вентилятор (мешалка); *2* — наружный вентилятор; *3* — кожух вентилятора

Такая вентиляция называется в с а с ы в а ю щ е й. Если вентилятор установлен в начале вентиляционного тракта машины, то через него проходит холодный воздух, при этом воздух нагнетается в машину, и вентиляция называется н а г н е т а т е л ь н о й.

К. п. д. вентилятора не равен единице, и в вентиляторе происходит дополнительный нагрев воздуха, который в ряде случаев может составлять 3—8° С. Поэтому при нагнетательной вентиляции в машину подается уже несколько подогретый воздух. Условия охлаждения при этом ухудшаются, и для достижения такого же эффекта, как и при всасывающей вентиляции, расход воздуха необходимо увеличить на 15—20%, что вызывает увеличение вентиляционных потерь на 50—70%. По этим причинам следует предпочитать всасывающую вентиляцию, если она не вызывает усложнения конструкции машины. Однако всасывающей вентиляции также присущи некоторые недостатки. Например, в схеме рис. 8-4 внутрь машины засасывается пыль с коллектора.

Протяжная и замкнутая вентиляция. Как самовентиляция, так и независимая вентиляция могут быть двух родов: протяжная и замкнутая.

При протяжной вентиляции охлаждающий воздух поступает в машину из окружающего внешнего пространства и после прохождения через машину возвращается в атмосферу (рис. 8-4 и 8-7). Недостаток такой вентиляции заключается в том, что на внутренних поверхностях машины накапливаются пыль и грязь, которые всегда содержатся в воздухе. Это вызывает ухудшение условий охлаждения машины и может быть причиной аварии. Применение фильтров на входе воздуха в машину нерационально, так как их нужно часто очищать и они увеличивают сопротивление движению воздуха. При несвоевременной очистке фильтра условия охлаждения резко ухудшаются. Необходимо иметь в виду, что через самые крупные машины каждый час проходит несколько сотен тонн воздуха, и поэтому даже при незначительном процентном содержании пыли ее абсолютное количество довольно-таки велико.

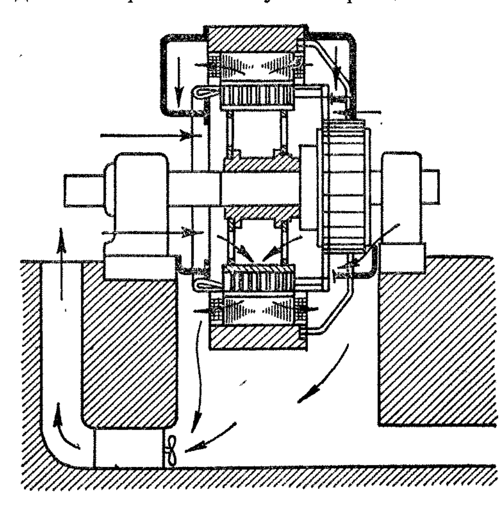
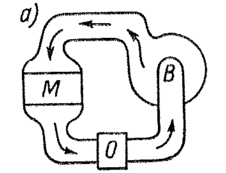


Рис. 8-7. Машина постоянного тока с независимой вентиляцией

Для машин малой мощности возникающие затруднения разрешаются проще. При сильно загрязненной атмосфере можно использовать закрытые машины, охлаждаемые с наружной поверхности. При умеренном содержании пыли в воздухе можно применять машины защищенной конструкции, продувать их регулярно сжатым воздухом и для периодических чисток разбирать машину один-два раза в год.

Применительно к крупным машинам эти меры непригодны. Такие машины невозможно охлаждать с наружной поверхности, так как эта поверхность возрастает пропорционально квадрату линейных размеров, а потери в машине — пропорционально кубу линейных размеров. Разборка и сборка крупной машины, ее чистка являются весьма трудоемкими и дорогими операциями. Поэтому в крупных машинах переменного тока, а в ряде случаев также в крупных машинах постоянного тока применяется замкнутая система вентиляции (рис. 8-8). При такой вентиляции воздух циркулирует по замкнутому циклу: проходит через машину *М*, воздухоохладители *О*, вентилятор *В* и снова попадает в машину. Возможно использование как нагнетательной (рис. 8-8, *а*), так и всасывающей (рис. 8-8, *б*) вентиляции.

Водородное охлаждение. Водород является более эффективным охлаждающим агентом, чем воздух. По сравнению с воздухом у водорода при атмосферном давлении теплопроводность больше в 7,1 раза и средний коэффициент теплоотдачи при одной и той же скорости больше в 1,7 раза, а при одинаковом массовом расходе — в 11,8 раза. Благодаря этому для достижения такой же эффективности охлаждения, как и воздухом, требуются меньшие массовые расходы водорода, а вентиляционные потери, которые в крупных быстроходных машинах составляют бо́льшую часть суммарных потерь, снижаются почти в десять раз. При водородном охлаждении срок службы изоляции увеличивается, так как исключаются окислительные процессы и образование вредных азотистых соединений при коронных разрядах. Поэтому водород находит широкое распространение для охлаждения быстроходных машин переменного тока мощностью 25 МВт и выше.



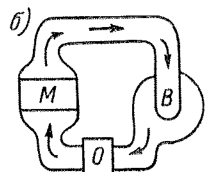


Рис. 8-8. Замкнутая система вентиляции

При водородном охлаждении применяется замкнутая система вентиляции и во избежание образования взрывчатой смеси давление в системе поддерживается несколько выше атмосферного (1,05 атм). В ряде случаев для усиления интенсивности охлаждения давление водорода в системе охлаждения увеличивается до 3—5 атм. При этом необходимо иметь надежные уплотнения, чтобы не допустить значительной утечки водорода из машины.

Непосредственное, или внутреннее, охлаждение обмоток. Для электрических машин мощностью 300—500 МВт и больше замкнутая система вентиляции с водородным охлаждением также оказывается недостаточной. Поэтому в таких машинах обмотка изготовляется из полых проводников и применяется внутреннее охлаждение этих проводников водородом при давлении до нескольких атмосфер или водой. Можно также использовать вместо водорода или воды трансформаторное масло. Однако теплопроводность и коэффициент теплоотдачи воды значительно больше, чем у трансформаторного масла. Поэтому масло используется реже.

Так как подвод воды в обмотку вращающегося ротора связан с определенным усложнением конструкции, то применяется также

смешанное внутреннее охлаждение: обмотки ротора охлаждаются водородом, а обмотки статора — водой. Водород подается в обмотки при помощи компрессоров или особых газозаборников, установленных на вращающемся роторе. Для подачи воды применяются насосы.

Рассмотренные системы непосредственного охлаждения во всех случаях выполняются замкнутыми, с циркуляцией одной и той же массы охлаждающего агента и с охлаждением его в предназначенных для этой цели охладителях.

При непосредственном охлаждении обмоток перепады температуры в изоляции исключаются и можно резко увеличить плотность тока.

При водяном охлаждении мощность машины ограничивается в основном уже не условиями нагрева, а другими техническими и экономическими показателями.

Расход охлаждающей среды, необходимый для отвода тепла из машины, равен

$$V = \frac{p}{c\Theta_в},$$

где p — отводимые потери, Вт; c — удельная объемная теплоемкость охлаждающей среды, Дж/(°С·м³); $\Theta_в = \vartheta_г - \vartheta_х$ — превышение температуры выходящей из машины нагретой охлаждающей среды $\vartheta_г$ над температурой поступающей в машину охлаждающей среды $\vartheta_х$, °С.

Для воздуха $c = 1100$ Дж/(°С·м³). Значение $\Theta_в$ в зависимости от системы вентиляции, конструкции машины и ее мощности изменяется в пределах 12—30° С. Таким образом, на 1 кВт потерь необходимое количество воздуха

$$V = \frac{1000}{1100 \cdot (12 \div 30)} = 0{,}03 \div 0{,}075 \text{ м}^3/\text{с}$$

или $110 \div 270$ м³/ч.

Для водорода при атмосферном давлении $c = 1100$ Дж/(°С·м³), и поэтому объемный расход водорода такой же, как и в случае воздушного охлаждения. Удельная объемная теплоемкость водорода изменяется пропорционально давлению, и поэтому при повышенном давлении водорода его объемный расход соответственно уменьшается. Однако массовый расход водорода не зависит от давления и будет в 14,4 раза меньше массового расхода воздуха.

Для воды $c = 3500 \cdot 1100$ Дж/(°С·м³), а для трансформаторного масла $c = 1400 \cdot 1100$ Дж/(°С·м³). Соответственно при прочих равных условиях объемный расход воды в 3500 раз меньше, чем воздуха. Это позволяет уменьшить скорость течения воды и сечения каналов.

Более подробно способы охлаждения электрических машин и вопросы их расчета рассматриваются в курсах проектирования и конструкции электрических машин [17—23].

Глава девятая

ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 9-1. Общие сведения о генераторах постоянного тока

Хотя в промышленности применяется главным образом переменный ток, генераторы постоянного тока широко используются в различных промышленных, транспортных и других установках (для питания электроприводов с широким регулированием скорости вращения, в электролизной промышленности, на судах, тепловозах и т. д.). В этих случаях генераторы постоянного тока обычно приводятся во вращение электродвигателями переменного тока, паровыми турбинами или двигателями внутреннего сгорания.

Классификация генераторов постоянного тока по способу возбуждения.

Различаются генераторы независимого возбуждения и генераторы с самовозбуждением.

Генераторы независимого возбуждения делятся на генераторы с электромагнитным возбуждением (рис. 9-1, *а*), в которых обмотка возбуждения *ОВ* питается постоянным током от постороннего источника (аккумуляторная батарея, вспомогательный генератор или возбудитель постоянного тока, выпрямитель переменного тока), и на магнитоэлектрические генераторы с полюсами в виде постоянных магнитов. Генераторы последнего типа изготовляются только на малые мощности. В данной главе рассматриваются генераторы с электромагнитным возбуждением.

В генераторах с самовозбуждением обмотки возбуждения питаются электрической энергией, вырабатываемой в самом генераторе.

Во всех генераторах с электромагнитным возбуждением на возбуждение расходуется 0,3—5% номинальной мощности машины. Первая цифра относится к самым мощным машинам, а вторая — к машинам мощностью около 1 кВт.

Генераторы с самовозбуждением в зависимости от способа включения обмоток возбуждения делятся на 1) генераторы параллельного возбуждения, или шунтовые (рис. 9-1, *б*), 2) генераторы последовательного возбуждения, или сериесные (рис. 9-1, *в*), и 3) генераторы смешанного возбуждения, или компаундные (рис. 9-1, *г*).

Генераторы смешанного возбуждения имеют две обмотки возбуждения, расположенные на общих главных полюсах: параллель-

ную и последовательную. Если эти обмотки создают н. с. одинакового направления, то их включение называется согласным; в противном случае соединение обмоток возбуждения называется встречным. Обычно применяется согласное включение обмоток возбуждения, причем основная часть н. с. возбуждения (65—80%) создается параллельной обмоткой возбуждения.

На рис. 9-1, *г* конец параллельной обмотки возбуждения (от реостата возбуждения) приключен за последовательной обмоткой

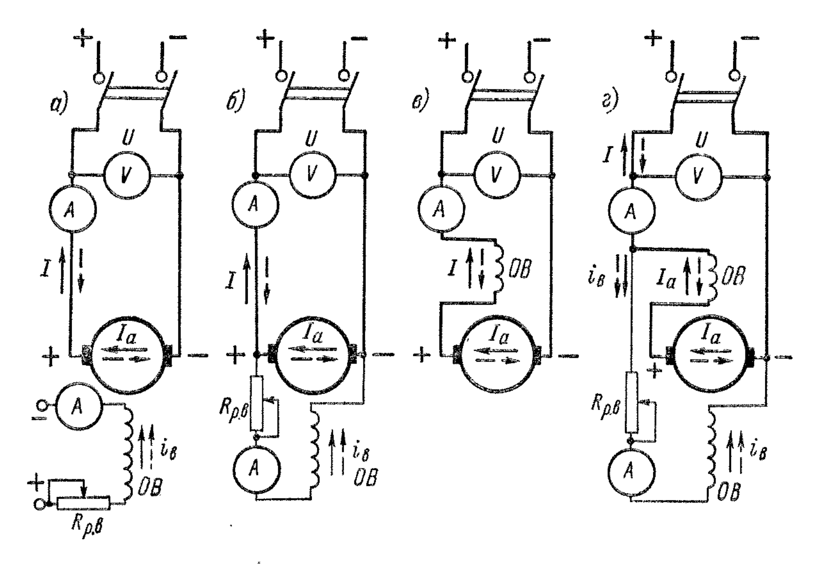


Рис. 9-1. Схемы генераторов и двигателей независимого (*а*), параллельного (*б*), последовательного (*в*) и смешанного (*г*) возбуждения (сплошные стрелки — направления токов в режиме генератора, штриховые — в режиме двигателя)

возбуждения («длинный шунт»), однако этот конец может быть присоединен и непосредственно к якорю («короткий шунт»). Существенной разницы в этих вариантах соединения нет, так как падение напряжения в последовательной обмотке составляет только 0,2—1,0% от $U_н$ и ток $i_в$ мал. Обычно применяется соединение, изображенное на рис. 9-1, *г*.

В генераторе параллельного возбуждения ток возбуждения составляет 1—5% от номинального тока якоря $I_{ан}$ или тока нагрузки $I_н = I_{ан} - i_в$. В генераторах последовательного возбуждения эти токи равны друг другу: $i_в = I_a = I$ и падение напряжения на обмотке возбуждения при номинальной нагрузке составляет 1—5% от $U_н$. Обмотки возбуждения у генераторов параллельного возбуждения имеют большое число витков малого сечения, а у генераторов последовательного возбуждения — относительно малое число витков большого сечения.

В цепях обмоток параллельного возбуждения, а часто также в цепи обмотки независимого возбуждения для регулирования тока возбуждения включают реостаты $R_{р.в}$ (рис. 9-1, а, *б* и *г*).

Крупные машины постоянного тока работают с независимым возбуждением. Машины малой и средней мощности большей частью имеют параллельное или смешанное возбуждение. Генераторы с последовательным возбуждением менее распространены.

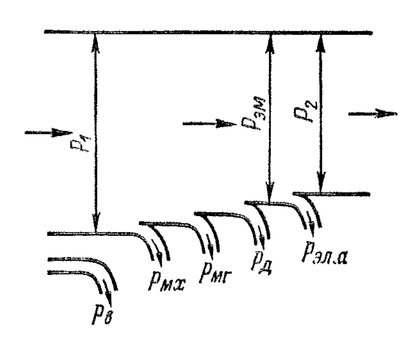


Рис. 9-2. Энергетическая диаграмма генератора независимого возбуждения

Энергетическая диаграмма генератора независимого возбуждения представлена на рис. 9-2. Получаемая от первичного двигателя механическая мощность P_1 за вычетом потерь механических $p_{мх}$, магнитных $p_{мг}$ и добавочных $p_д$ преобразуется в якоре в электромагнитную мощность $P_{эм}$. Мощность $P_{эм}$ частично тратится на электрические потери $p_{эл\,a}$ в цепи якоря (в обмотках якоря, добавочных полюсов и компенсационной и в переходном сопротивлении щеточного контакта), а остальная часть этой мощности представляет собой полезную мощность P_2, отдаваемую потребителям. Потери на возбуждение $p_в$ в генераторе независимого возбуждения покрываются за счет постороннего источника тока.

На основании изложенного для генератора независимого возбуждения имеем уравнение мощностей

$$P_2 = P_1 - p_{мх} - p_{мг} - p_д - p_{эл\,a} = P_{эм} - p_{эл\,a}. \qquad (9\text{-}1)$$

Можно написать также следующее уравнение мощностей:

$$P_1 = p_{мх} + p_{мг} + p_д + P_{эм}. \qquad (9\text{-}2)$$

Аналогичные энергетические диаграммы можно построить и для других типов генераторов.

Уравнение вращающих моментов. Если все члены уравнения (9-2) разделить на угловую скорость вращения якоря

$$\Omega = 2\pi n,$$

то получим уравнение вращающих моментов для установившегося режима работы:

$$\boxed{M_в = M_0 + M_{эм}.} \qquad (9\text{-}3)$$

Здесь

$$M_в = P_1/\Omega \quad (9\text{-}4)$$

представляет собой приложенный к валу вращающий момент первичного двигателя,

$$M_{эм} = P_{эм}/\Omega \quad (9\text{-}5)$$

— электромагнитный момент, развиваемый якорем, и

$$M_0 = M_{тр} + M_{с.\,д} = \frac{p_{мх}}{\Omega} + \frac{p_{мг} + p_д}{\Omega} \quad (9\text{-}6)$$

— тормозной момент, соответствующий потерям на трение ($M_{тр}$) и магнитным и добавочным потерям ($M_{с.\,д}$), которые покрываются за счет механической мощности.

В неустановившемся режиме, когда скорость вращения изменяется, возникает также так называемый динамический момент вращения

$$M_{дин} = J\frac{d\Omega}{dt}, \quad (9\text{-}7)$$

где J — момент инерции вращающихся частей генератора. Динамический момент соответствует изменению кинетической энергии вращающихся масс. При увеличении скорости вращения момент $M_{дин} > 0$ и, как и момент $M_0 + M_{эм}$, является тормозным. В данном случае кинетическая энергия вращающихся масс увеличивается за счет работы первичного двигателя. Если момент $M_{дин} < 0$, он действует в направлении вращения и является движущим, поддерживая вращение за счет уменьшения кинетической энергии вращающихся масс.

Таким образом, в общем случае, при $n \neq \text{const}$,

$$M_в = M_0 + M_{эм} + M_{дин}. \quad (9\text{-}8)$$

Момент

$$M_{ст} = M_0 + M_{эм}, \quad (9\text{-}9)$$

соответствующий статическим силам, называют статическим моментом. Поэтому можно также написать

$$M_в = M_{ст} + M_{дин}. \quad (9\text{-}10)$$

Уравнение напряжения U на зажимах генератора имеет вид

$$U = E_a - I_a r_a - 2\,\Delta U_щ, \quad (9\text{-}11)$$

где

$$E_a = c_e \Phi_\delta n \quad (9\text{-}12)$$

представляет собой э. д. с. якоря, r_a — сопротивление всех последовательно соединенных обмоток цепи якоря, а $2\Delta U_щ$ — падение напряжения в контактном слое щеток обеих полярностей.

Обычно для упрощения вычислений вводят постоянное сопротивление щеточных контактов

$$R_щ = 2\,\Delta U_щ / I_{ан} \quad (9\text{-}13)$$

и вместо выражения (9-11) пользуются уравнением

$$U = E_a - I_a R_a, \quad (9\text{-}14)$$

где

$$R_a = r_a + R_щ \quad (9\text{-}15)$$

— полное сопротивление якоря.

Вследствие непостоянства переходного сопротивления щеток уравнение (9-14) является несколько приближенным, но погрешность незначительна. Для угольных и графитных щеток берется $2\Delta U_щ = 2$ В и для металлографитных щеток $2\Delta U_щ = 0{,}6$ В. В режиме генератора всегда $U < E_a$.

Установка щеток на нейтраль. Обычно щетки устанавливаются на геометрической нейтрали, и ниже при рассмотрении работы генераторов и двигателей имеется в виду именно этот случай, если не оговорено другое положение щеток.

Установка щеток на нейтраль производится индуктивным способом — путем включения и выключения постоянного тока в обмотке возбуждения неподвижной машины и наблюдения за показаниями вольтметра или гальванометра, присоединенного к щеткам. Щеточная траверса устанавливается и закрепляется в положении, при котором отклонение стрелки прибора при включении и выключении тока возбуждения равно нулю или минимально. Лучше иметь прибор с нулем посредине шкалы. Ток в обмотке возбуждения не должен превышать примерно 10% от номинального во избежание индуктирования больших э. д. с. самоиндукции, способных повредить изоляцию обмотки возбуждения.

Можно также установить щетки в таком положении, когда при холостом ходе у генератора напряжение максимально или у двигателя скорость вращения минимальна. Однако этот способ является более грубым.

§ 9-2. Система относительных единиц

В теории электрических машин, а также в других областях электротехники широко пользуются системой относительных единиц, в которой напряжения, токи, мощности и другие величины выражаются в долях некоторых базисных значений этих величин. В качестве базисных значений в теории электрических машин берут номинальные значения тока, напряжения и т. д. (для многофазных машин переменного тока — фазные значения).

Относительные величины в отличие от абсолютных величин, измеряемых в физических единицах (например, в единицах системы СИ), будем обозначать звездочкой. Тогда относительные значения тока

$$I_* = I/I_н$$

и напряжения

$$U_* = U/U_н.$$

Относительное значение мощности

$$P_* = \frac{P}{P_н} = \frac{UI}{U_н I_н} = U_* I_*.$$

Относительные скорости вращения

$$\Omega_* = \frac{\Omega}{\Omega_н} = \frac{2\pi n}{2\pi n_н} = \frac{n}{n_н} = n_*,$$

и относительный момент вращения машины постоянного тока

$$M_* = M/M_н = M\Omega_н/P_н.$$

В качестве базисного, или номинального, значения электрического сопротивления возьмем

$$r_н = U_н/I_н,$$

которое для генератора равно сопротивлению нагрузки (потребителя) при номинальном режиме работы генератора. Тогда относительное значение сопротивления r будет

$$\boxed{r_* = r/r_н = I_н r/U_н.}$$

Таким образом, относительное значение сопротивления r представляет собой падение напряжения в данном сопротивлении при номинальном токе, отнесенное к номинальному напряжению, или, иными словами, относительное падение напряжения при номинальном токе.

Нетрудно видеть, что законы Ома, Кирхгофа и другие в их математической форме, а также уравнения напряжений, моментов и других величин можно выражать и записывать также в относительных единицах. Например, в уравнениях предыдущего параграфа (9-3), (9-8), (9-14) и т. д. достаточно обозначить все величины дополнительно звездочками.

Относительные единицы позволяют лучше судить о значении тех или иных величин. Если, например, сообщается, что нагрузка генератора составляет $P = 15$ кВт, то ничего нельзя сказать о том, велика или мала эта нагрузка для данного генератора. Если, например, $P_н = 10$ кВт, то машина сильно перегружена, а если $P_н = 10\,000$ кВт, то нагрузка ничтожна. В то же время относительное значение мощности ($P_* = 1{,}5$ для первой машины и $P_* = 0{,}0015$ для второй) вполне конкретно характеризует значение нагрузки.

Аналогичным образом обстоит дело со значениями сопротивлений различных цепей электрических машин, которые в зависимости от номинальных данных машин изменяются в весьма широких пределах, если выражать их в физических, или абсолютных, единицах. Например, сопротивление цепи якоря R_a в малых машинах постоянного тока составляет десятки омов, а в крупных — тысячные доли ома. В то же время в относительных единицах это сопротивление изменяется в небольших пределах: $R_{a*} = 0{,}02 \div 0{,}10$ (первая цифра относится к машинам мощностью в тысячи киловатт, а вторая — мощностью в несколько киловатт). Это вполне естественно, так как все машины постоянного тока проектируются так, чтобы падение напряжения и потери в цепи якоря были относительно малы.

§ 9-3. Генераторы независимого возбуждения

Свойства генераторов анализируются с помощью характеристик, которые устанавливают зависимости между основными величинами, определяющими работу генераторов. Такими основными величинами являются: 1) напряжение на зажимах U, 2) ток возбуждения $i_в$, 3) ток якоря I_a или ток нагрузки I, 4) скорость вращения n.

Обычно генераторы работают при $n = \text{const}$. Поэтому основные характеристики генераторов определяются при $n = n_н = \text{const}$.

Существуют пять основных характеристик генераторов: 1) холостого хода, 2) короткого замыкания, 3) внешняя, 4) регулировочная, 5) нагрузочная.

Все характеристики могут быть определены как экспериментальным, так и расчетным путем.

Рассмотрим основные характеристики генератора независимого возбуждения.

Характеристика холостого хода (х. х. х.) $U = f(i_в)$ при $I = 0$ и $n = \text{const}$ определяет зависимость напряжения U или э. д. с. якоря E_a от тока возбуждения при холостом ходе ($I = 0$, $P_2 = 0$). Характеристика снимается экспериментально по схеме рис. 9-1, *а* при отключенном рубильнике.

Снятие характеристики целесообразно начать с максимального значения тока возбуждения и максимального напряжения $U = (1{,}15 \div 1{,}25)\ U_н$ (точка *а* кривой на рис. 9-3). При уменьшении $i_в$ напряжение уменьшается по нисходящей ветви *аб* характеристики сначала медленно ввиду насыщения магнитной цепи, а затем быстрее. При $i_в = 0$ генератор развивает некоторое напряжение $U_{00} = 0б$ (рис. 9-3), обычно равное 2—3% от $U_н$, вследствие остаточной намагниченности полюсов и ярма индуктора. Если затем изменить полярность возбуждения и увеличить $i_в$ в обратном направлении, начиная с $i_в = 0$, то при некотором $i_в < 0$ напряжение упадет до нуля (точка *в*, рис. 9-3), а затем U изменит знак и будет возрастать по абсолютной величине по ветви *вг* х. х. х. Когда ток $i_в$ и напряжение U достигнут в точке *г* такого же абсолютного значения, как и в точке *а*, ток $i_в$ уменьшаем до нуля (точка *д*), меняем его полярность и снова увеличиваем, начиная с $i_в = 0$. При этом U меняется по ветви *деа* х. х. х. В итоге вернемся в точку *а* характеристики. Х. х. х. имеет вид неширокой гистерезисной петли вследствие явления гистерезиса в магнитной цепи индуктора.

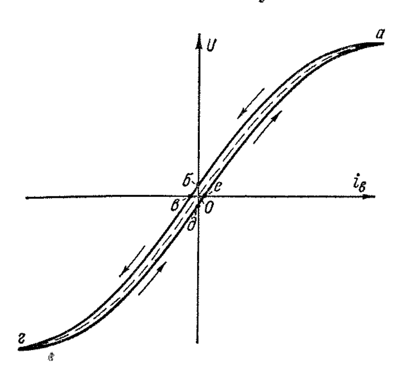


Рис. 9-3. Характеристика холостого хода генератора независимого возбуждения

При снятии х. х. х. ток $i_в$ необходимо менять только в направлении, указанном на рис. 9-3 стрелками, так как в противном случае точки не будут ложиться на данную гистерезисную петлю, а будут рассеиваться.

Средняя штриховая х. х. х. на рис. 9-3 представляет собой расчетную х. х. х., которая в определенном масштабе повторяет магнитную характеристику генератора, и по ней можно определить коэффициент насыщения машины k_μ (см. § 2-5 и рис. 2-11).

Характеристика холостого хода позволяет судить о насыщении магнитной цепи машины при номинальном напряжении, проверять соответствие расчетных данных экспериментальным и составляет основу для исследования эксплуатационных свойств машины (см. ниже в данном параграфе).

Характеристика короткого замыкания (х. к. з.) $I = f(i_в)$ при $U = 0$ и $n = \text{const}$ снимается при замыкании выходных зажимов цепи якоря генератора накоротко. Так как $U = 0$, то, согласно выражению (9-14), $E_a = I_a R_a$ и поскольку R_a мало, то в условиях опыта э. д. с. E_a также должна быть мала. Поэтому необходимо проявлять осторожность и начинать снятие х. к. з. с минимальных значений $i_в$, чтобы ток якоря не получил недопустимо большого значения. Обычно снимают х. к. з. до $I = (1{,}25 \div 1{,}5)\ I_н$. Так как при снятии х. к. з. электродвижущая сила мала и поэтому поток мал и машина не насыщена, то зависимость $I = f(i_в)$ практически прямолинейна (рис. 9-4). При $i_в = 0$ из-за наличия остаточного магнитного потока ток $I \neq 0$ и в крупных машинах близок к номинальному току или даже больше его. Поэтому перед снятием х. к. з. такую машину целесообразно размагнитить, питая на холостом ходу обмотку возбуждения таким током возбуждения обратного направления, при котором будет $U = 0$. В размагниченной машине х. к. з. начинается с нуля (штриховая линия на рис. 9-4). Если х. к. з. снята без предварительного размагничивания машины (сплошная линия на рис 9-4), то ее также целесообразно перенести параллельно самой себе в начало координат (штриховая линия на рис. 9-4).

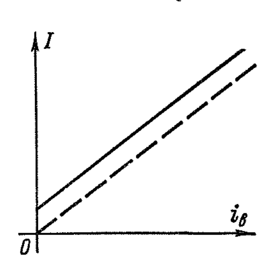


Рис. 9-4. Характеристика короткого замыкания генератора независимого возбуждения

Характеристический (реактивный) треугольник определяет реакцию якоря и падение напряжения в цепи якоря. Он строится для нахождения реакции якоря по экспериментальным данным и используется также для построения некоторых характеристик машины, если они не могут быть сняты экспериментально. Характеристический треугольник можно построить по экспериментальным данным с помощью х. х. х. и любой другой основной характеристики машины, а также по расчетным данным. Рассмотрим здесь его построение с помощью х. х. х. и х. к. з., для чего обратимся к рис. 9-5, где изображены х. к. з. $I = f(i_в)$ (прямая *1*) и начальная, прямолинейная часть х. х. х. $U = f(i_в)$ (прямая *2*), проходящие через начало координат.

Построим характеристический треугольник для номинального тока машины $I_a = I = I_н$, которому на х. к. з. соответствует точка *а* и на оси абсцисс точка *б* (рис. 9-5, *а*). Построим на прямой *аб* отрезок *бв*, равный в масштабе прямой *2* падению напряжения в цепи якоря $I_н R_a$, и соединим точку *в* горизонтальной прямой

с точкой *г* на х. х. х. Тогда треугольник *бвг* и будет характеристическим треугольником. Горизонтальный катет *вг* этого треугольника представляет собой н. с. реакции якоря в масштабе тока возбуждения, что можно доказать следующим образом.

Отрезок *Об* на рис. 9-5, *а* равен току $i_в$, необходимому для получения при коротком замыкании тока $I = I_н$. В якоре при этом должна индуктироваться э. д. с. $E_a = I_н R_a$, равная отрезку *гд*, для чего при холостом ходе требуется ток возбуждения $Од = i_{вг}$. Таким образом, разность $Об - Од = дб = i_{ва}$ между действительным током $i_в = Об$ при коротком замыкании и током $i_{вг} = Од$ при холостом ходе может быть обусловлена только влиянием тока в якоре и должна поэтому выражать собой значение н. с. реакции якоря в масштабе тока возбуждения $i_в$.

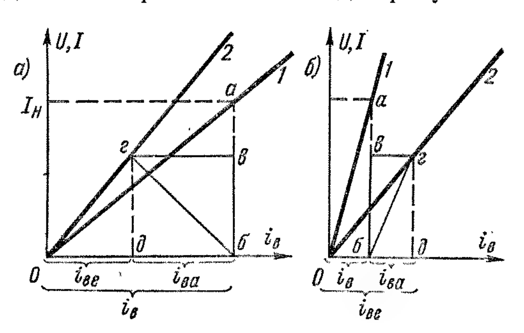


Рис. 9-5. Построение характеристического треугольника в случае размагничивающей (*а*) и намагничивающей (*б*) реакции якоря

Рис. 9-5, *а* соответствует случаю размагничивающей реакции якоря ($i_{ва} > 0$), а рис. 9-5, *б* — случаю намагничивающей реакции якоря ($i_{ва} < 0$). В последнем случае х. к. з., естественно, должна подниматься круче. Для других значений токов якоря ($I \neq I_н$) катеты треугольника *бвг* изменяются практически пропорционально току якоря, так как нелинейность сопротивления щеточного контакта оказывает малое влияние.

Поскольку в условиях снятия х. к. з. магнитная цепь машины не насыщена, то построенный таким образом характеристический треугольник учитывает только продольную реакцию якоря, вызванную случайным или сознательным сдвигом щеток с геометрической нейтрали и отклонением коммутации от прямолинейной. При установке щеток на геометрической нейтрали катет треугольника $i_{га} = дб$ равен н. с. коммутационной реакции якоря (в масштабе $i_в$) и характеризует качество коммутации (на рис. 9-5, *а* — замедленная коммутация и на рис. 9-5, *б* — ускоренная). Когда щетки стоят на нейтрали и коммутация прямолинейна, $i_{ва} = дб = 0$ и треугольник *бвг* вырождается в вертикальную прямую.

Для построения характеристического треугольника с учетом влияния поперечной реакции якоря можно воспользоваться х. х. х. и внешней, регулировочной или нагрузочной характеристикой. Обычно пользуются нагрузочной характеристикой.

Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения $U = f(I)$ при $i_в = \text{const}$ и $n = \text{const}$ (рис. 9-6) определяет зависимость напряжения генератора от его нагрузки в естественных условиях, когда ток возбуждения не регулируется.

При увеличении I напряжение U несколько падает по двум причинам: вследствие падения напряжения в цепи якоря IR_a и уменьшения э. д. с. E_a ввиду уменьшения потока под воздействием поперечной реакции якоря (при щетках на геометрической нейтрали). При дальнейшем увеличении I напряжение начинает падать быстрее, так как под воздействием реакции якоря поток уменьшается и рабочая точка смещается на более круто падающий участок кривой намагничивания машины.

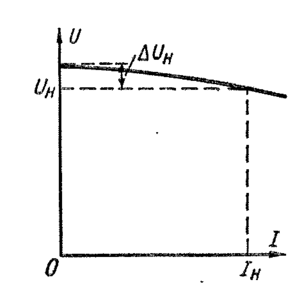


Рис. 9-6. Внешняя характеристика генератора независимого возбуждения

Внешнюю характеристику рекомендуется снимать при таком возбуждении ($i_в = i_{в.н}$), когда при $I = I_н$ также $U = U_н$ (номинальный режим). При переходе к холостому ходу ($I = 0$) в этом случае напряжение возрастает на вполне определенную величину $\Delta U_н$ (рис. 9-6), которая называется **номинальным изменением напряжения генератора**. В генераторах независимого возбуждения

$$\Delta U_{н\%} = \frac{\Delta U_н}{U_н} \cdot 100 = 5 \div 15\%.$$

Внешнюю характеристику (в левом квадранте рис. 9-7) можно построить также с помощью х. х. х. (в правом квадранте рис. 9-7) и характеристического треугольника. Для этого проведем на рис. 9-7 вертикальную прямую *аб*, соответствующую заданному току $i_в = \text{const}$. Тогда $аб = Ов$ представляет собой U при $I = 0$ и определяет начальную точку внешней характеристики.

Разместим затем на рис. 9-7 характеристический треугольник *где*, построенный в соответствующих масштабах для $I = I_н$, таким образом, чтобы его вершина *г* лежала на х. х. х., а катет *де* — на прямой *аб*. Тогда отрезок $ае = жз$ будет равен U при $I = I_н$, что можно доказать следующим образом. Если $U = ае$, то $E_a = U + I_н R_a = ае + ед = ад = иг$ и для создания такой э. д. с. при холостом ходе требуется ток возбуждения $i_{вг} = Ои$. При нагрузке ток возбуждения нужно увеличить на величину $i_{ва} = гд = иа$ для компенсации размагничивающей реакции якоря. Необходимый полный ток возбуждения при этом $i_в = i_{вг} + i_{ва} = Ои + иа = Оа$ как раз соответствует заданному, что и следовало доказать.

Если принять, что катеты, а следовательно, и гипотенуза характеристического треугольника изменяются пропорционально I, то для получения других точек внешней характеристики достаточно провести на рис. 9-7 между х. х. х. и прямой *аб* наклонные отрезки прямых (гипотенузы новых характеристических треугольников), параллельные гипотенузе *ге*. Тогда нижние точки этих отрезков (на прямой *аб*) будут определять значения U при токах

$$I = \frac{г'е'}{ге} I_н \text{ и т. д.}$$

Перенеся эти точки по горизонтали в левый квадрант рис. 9-7 для соответствующих значений I и соединив их плавной кривой, получим искомую внешнюю характеристику $U = f(I)$.

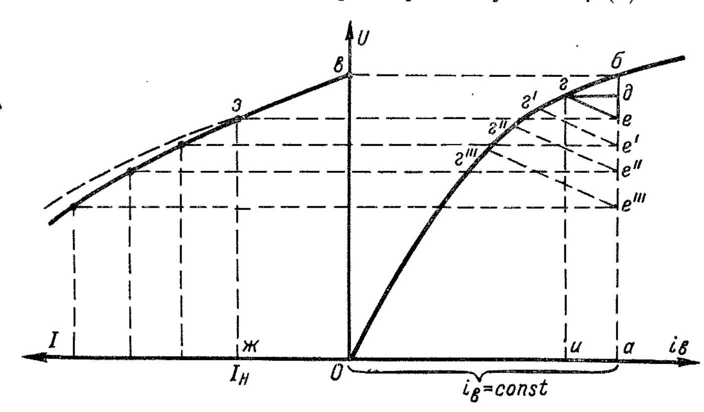


Рис. 9-7. Построение внешней характеристики генератора независимого возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

В действительности горизонтальный катет характеристического треугольника при уменьшении U растет не пропорционально I. Поэтому реальная внешняя характеристика отклоняется от построенной несколько в сторону, как показано в левом квадранте рис. 9-7 штриховой линией.

Точка внешней характеристики с $U = 0$ определяет значение тока короткого замыкания машины при полном возбуждении. Так как R_a мало, то этот ток в 5—15 раз превышает $I_н$. Такое короткое замыкание весьма опасно, так как возникают круговой огонь, а также большие механические усилия и моменты вращения. Поэтому в условиях эксплуатации генераторы и двигатели средней и большой мощности защищаются быстродействующими автоматическими выключателями в цепи якоря, которые ограничивают длительность короткого замыкания и отключают машину от сети

в течение 0,01—0,05 с после начала внезапного короткого замыкания. Однако эти выключатели не защищают машину при коротком замыкании внутри машины.

Если имеются опытные х. х. х. и внешняя характеристика и если известно R_a, то производя построение на рис. 9-7 в обратной последовательности, можно получить характеристические треугольники с учетом реальных условий насыщения для любых значений U и E_a.

Регулировочная характеристика $i_в = f(I)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$ показывает, как нужно регулировать ток возбуждения, чтобы при изменении нагрузки напряжение генератора не менялось (рис. 9-8). С увеличением I ток $i_в$ необходимо несколько увеличивать, чтобы компенсировать влияние падения напряжения I_aR_a и реакции якоря.

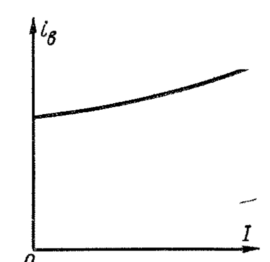


Рис. 9-8. Регулировочная характеристика генератора независимого возбуждения

При переходе от холостого хода с $U = U_н$ к номинальной нагрузке $I = I_н$ увеличение тока возбуждения составляет 15—25%.

Построение регулировочной характеристики (нижний квадрант рис. 9-9) по х. х. х. (верхний квадрант рис. 9-9) и характеристическому треугольнику производится следующим образом. Для заданного $U = Oa = вб = \text{const}$ значение $i_в$ при $I = 0$ определяется точкой *в*. Характеристический треугольник *где* для номинального тока расположим так, чтобы его вершины *г* и *е* находились соответственно на х. х. х. и прямой *абе*. Тогда отрезок $Ож = ае$ определяет значение $i_в$ при $I = I_н$, что можно доказать аналогично тому, как это делалось в случае построения внешней характеристики. Для получения других точек характеристики достаточно провести между кривой х. х. х. и прямой *абе* на рис. 9-9 отрезки прямых, параллельные гипотенузе *ге*. Тогда нижние концы (точки) этих отрезков будут соответствовать значениям $i_в$ для значений I, определяемых отношениями длин этих отрезков к гипотенузе *ге*, как и в предыдущем случае. Снеся эти точки вертикально вниз, в нижний квадрант рис. 9-9, на уровень соответствующих значений I, получим точки регулировочной характеристики. С учетом изменяющихся условий насыщения реальная опытная регулировочная характеристика будет иметь вид, показанный в нижнем квадранте рис. 9-9 штриховой линией.

Обратным построением, если даны х. х. х. и регулировочная характеристика, можно получить характеристический треугольник.

Нагрузочная характеристика $U = f(i_в)$ при $I = \text{const}$ и $n = \text{const}$ (кривая *2* на рис. 9-10) по виду схожа с х. х. х. (кривая *1* на рис. 9-10) и проходит несколько ниже х. х. х. вследствие падения напряжения

в цепи якоря и влияния реакции якоря. Х. х. х. представляет собой предельный случай нагрузочной характеристики, когда $I = 0$. Обычно нагрузочную характеристику снимают при $I = I_н$.



Рис. 9-9. Построение регулировочной характеристики генератора независимого возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Поясним, как с помощью характеристик *1* и *2* рис. 9-10 можно построить характеристический треугольник. Пусть *Оа* соответствует значению U, для которого желательно построить треугольник (например, $U = U_н$). Тогда проведем горизонтальную линию *аб* и от точки *б* на нагрузочной характеристике отложим вверх отрезок $бв = IR_a$, где I — ток, при котором снята нагрузочная характеристика. Проведя из точки *в* горизонтальный отрезок прямой до пересечения в точке *г* с х. х. х., получим горизонтальный катет *гв* искомого треугольника *гвб*. Доказательство справедливости такого построения можно развить по аналогии с доказательством построения внешней характеристики (см. рис. 9-7).

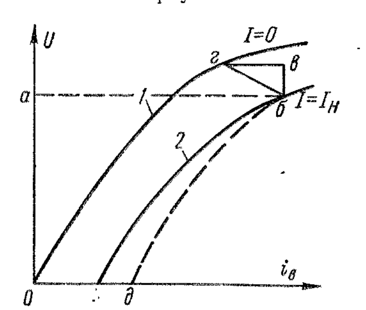


Рис. 9-10. Нагрузочная характеристика генератора независимого возбуждения

Если построенный таким или другим способом характеристический треугольник передвигать на рис. 9-10 параллельно самому себе так, чтобы его вершина *г* скользила по х. х. х., то его вершина *б* очертит нагрузочную характеристику (штриховая кривая на рис. 9-10). Эта характеристика несколько разойдется с опытной характеристикой *2*, так как размер катета *гв* будет меняться вследствие изменения условий насыщения.

Точка *д* на рис. 9-10 соответствует короткому замыканию генератора.

Все характеристики генераторов можно изобразить как в абсолютных величинах, так и в относительных единицах. В последнем случае характеристики однотипных машин, хотя бы и разной мощности, построенные в относительных единицах, мало отличаются друг от друга.

Влияние сдвига щеток с геометрической нейтрали сказывается в том, что возникает продольная реакция якоря, изменяющая поток полюсов. Поток добавочных полюсов будет индуктировать э. д. с. не в коммутируемых секциях, а в рабочих секциях параллельных ветвей якоря. При повороте щеток против направления вращения якоря (рис. 9-11) это вызовет увеличение э. д. с. якоря, а при сдвиге по направлению вращения — уменьшение э. д. с. В первом случае внешняя характеристика (см. рис. 9-6) с увеличением I будет падать более круто. При наличии добавочных полюсов в обоих случаях возникает расстройство коммутации.

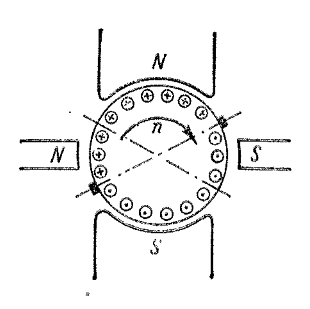


Рис. 9-11. Сдвиг щеток с нейтрали при наличии добавочных полюсов

Влияние сдвига щеток на другие характеристики нетрудно анализировать подобным же образом.

§ 9-4. Генераторы параллельного возбуждения

Самовозбуждение генератора параллельного возбуждения происходит при соблюдении следующих условий: 1) наличия остаточного магнитного потока полюсов; 2) правильного подключения концов обмотки возбуждения или правильного направления вращения. Кроме того, сопротивление цепи возбуждения $R_в$ при данной скорости вращения n должно быть ниже некоторого критического значения или скорость вращения при данном $R_в$ должна быть выше некоторого критического значения.

Для самовозбуждения достаточно, чтобы остаточный поток составлял 2—3% от номинального. Остаточный поток такого значения практически всегда имеется в уже работавшей машине. Вновь изготовленную машину или машину, которая по каким-либо причинам размагнитилась, необходимо намагнитить, пропуская через обмотку возбуждения ток от постороннего источника.

При соблюдении необходимых условий процесс самовозбуждения протекает следующим образом. Небольшая э. д. с., индуктируемая в якоре остаточным магнитным потоком, вызывает в обмотке возбуждения малый ток $i_в$. Этот ток вызывает увеличение потока полюсов, а следовательно, увеличение э. д. с., которая обусловливает дальнейшее увеличение $i_в$, и т. д. Такой лавинообразный процесс самовозбуждения продолжается до тех пор, пока напряжение генератора не достигнет установившегося значения.

Если подключение концов обмотки возбуждения или направление вращения неправильны, то возникает ток $i_в$ обратного направ-

ления, вызывающий ослабление остаточного потока и уменьшение э. д. с., вследствие чего самовозбуждение невозможно. Тогда необходимо переключить концы обмотки возбуждения или изменить направление вращения. В соблюдении этих условий можно убедиться, следя с помощью вольтметра с малым пределом измерения за напряжением якоря при замыкании и размыкании цепи возбуждения.

Полярность зажимов генератора при самовозбуждении определяется полярностью остаточного потока. Если при заданном направлении вращения полярность генератора необходимо изменить, то следует перемагнитить машину путем подачи тока в обмотку возбуждения от постороннего источника.

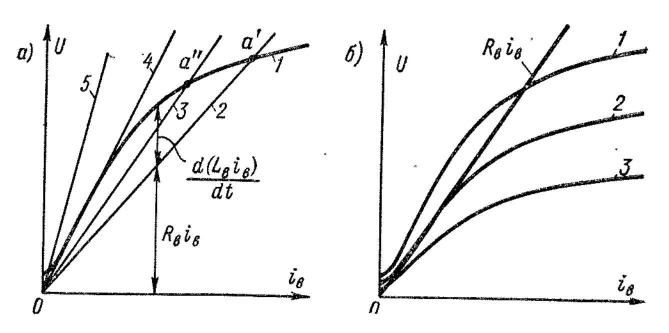


Рис. 9-12. Самовозбуждение генератора параллельного возбуждения при различных сопротивлениях цепи возбуждения (*а*) и при различных скоростях вращения (*б*)

Рассмотрим подробнее процесс самовозбуждения при холостом ходе.

На рис. 9-12, *а* кривая *1* представляет собой х. х. х., а прямая *2* — так называемую характеристику цепи возбуждения или зависимость $U_в = R_в i_в$, где $R_в = \text{const}$ — сопротивление цепи возбуждения, включая сопротивление регулировочного реостата.

В процессе самовозбуждения $i_в \neq \text{const}$ и напряжение на концах цепи возбуждения

$$U_в = R_в i_в + \frac{d(L_в i_в)}{dt},$$

где $L_в$ — индуктивность цепи возбуждения.

Напряжение якоря при холостом ходе ($I = 0$)

$$U_a = E_a - i_в R_a$$

изображается на рис. 9-12, *а* кривой *1*. Так как ток $i_в$ мал, то практически $U_a = E_a$.

Но в генераторе параллельного возбуждения (см. рис. 9-1, *б*) $U_a = U_в$. Поэтому разность ординат кривой *1* и прямой *2* на рис. 9-12, *а* составляет $d(L_в i_в)/dt$ и характеризует скорость и направление изменения $i_в$. Если прямая *2* проходит ниже кривой *1*, то

$$\frac{d(L_в i_в)}{dt} > 0,$$

$i_в$ растет и машина самовозбуждается до напряжения, соответствующего на рис 9-12, *а* точке пересечения кривой *1* и прямой *2*, в которой

$$\frac{d(L_в i_в)}{dt} = 0,$$

и рост $i_в$ поэтому прекращается.

Из рассмотрения рис. 9-12, *а* следует, что нарастание $i_в$ и, следовательно, U_a сначала происходит медленно, затем ускоряется и к концу процесса вновь замедляется. Начавшийся процесс самовозбуждения прекращается или ограничивается в точке a' вследствие криволинейности х. х. х. При отсутствии насыщения U_a теоретически возросло бы до $U_a = \infty$.

Вообще любые процессы самовозбуждения — электрические, и другие, наблюдаемые в различных устройствах, — ограничиваются только нелинейностью характеристик системы.

Если $R_в$ увеличить, то вместо прямой *2* получим прямую *3* (рис. 9-12, *а*). Процесс самовозбуждения при этом замедляется и напряжение машины, определяемое точкой a'', будет меньше. При дальнейшем увеличение $R_в$ получим прямую *4*, касательную к кривой *1*. При этом машина будет находиться на грани самовозбуждения: при небольших изменениях n или $R_в$ (например, вследствие нагревания) машина может развивать небольшое напряжение или терять его. Значение $R_в$, соответствующее прямой *4*, называется **критическим** ($R_{в.кр}$). При $R_в > R_{в.кр}$ (прямая *5*) самовозбуждение невозможно и напряжение машины определяется остаточным потоком.

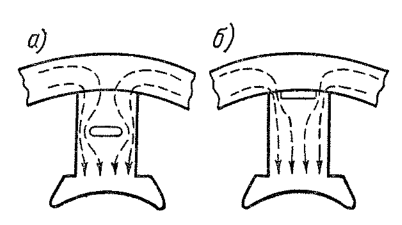


Рис. 9-13. Магнитные мостики насыщения в магнитной цепи

Из сказанного следует, что генератор параллельного возбуждения может работать только при наличии определенного насыщения магнитной цепи. Посредством изменения $R_в$ можно регулировать U до значения $U = U_{мин}$, соответствующего началу колена кривой х. х. х. В машинах обычного исполнения $U_{мин} = (0{,}65 \div 0{,}75)\ U_н$.

Э. д. с. $E_a \sim n$, и для разных значений $n_1 > n_2 > n_3$ получим х. х. х., изображенные на рис. 9-12, *б* кривыми *1*, *2*, *3*. Из этого

рисунка видно, что при некотором значении $R_в$ в случае кривой *1* имеется устойчивое самовозбуждение, при кривой *2* машина находится на грани самовозбуждения и при кривой *3* самовозбуждение невозможно. Поэтому для каждого данного значения $R_в$ существует такое значение скорости вращения $n = n_{кр}$ (кривая *2* на рис. 9-12, *б*), ниже которого самовозбуждение невозможно. Такое значение $n = n_{кр}$ называется *критической скоростью вращения*.

В некоторых случаях требуется, чтобы U генератора параллельного возбуждения можно было регулировать в широких пределах, например $U_н : U_{мин} = 5:1$ или даже $U:U_{мин} = 10:1$ (возбудители синхронных машин — см. раздел 5 и др.). Тогда кривая х. х. х. должна искривляться уже в своей начальной части. С этой целью в необходимых случаях в магнитной цепи выполняют участки с ослабленным сечением (магнитные мостики насыщения) в виде прорезей в листах сердечников полюсов (рис. 9-13, *а*), выступов в верхней части этих листов (рис. 9-13, *б*) и т. п. В таких мостиках происходит концентрация магнитного потока, и их насыщение наступает уже при малых потоках.

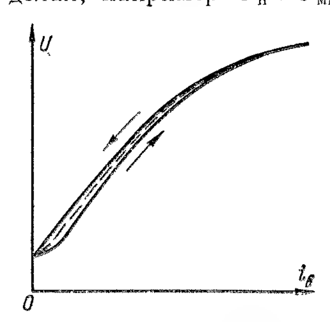


Рис. 9-14. Характеристика холостого хода генератора параллельного возбуждения

Характеристика холостого хода $U = f(i_в)$ при $I = 0$ и $n = \text{const}$ при параллельном возбуждении может быть снята только в одном квадранте (рис. 9-14) путем регулирования $i_в$ с помощью регулировочного реостата в цепи возбуждения (см. рис. 9-1, *б*). Так как ток $i_в$ мал, то $U \approx E_a$, и характер кривой х. х. х. у генератора с параллельным возбуждением будет таким же, как и у генератора с независимым возбуждением.

Характеристика короткого замыкания $I = f(i_в)$ при $U = 0$ и $n = \text{const}$ для генератора параллельного возбуждения может быть снята только при питании обмотки возбуждения от постороннего источника, как и для генератора независимого возбуждения, так как при самовозбуждении при $U = 0$ также $i_в = 0$.

Внешняя характеристика $U = f(I)$ генератора параллельного возбуждения снимается при $R_в = \text{const}$ и $n = \text{const}$, т. е. без регулирования в цепи возбуждения, при естественных условиях работы. Вследствие этого к двум причинам падения напряжения, указанным для генератора независимого возбуждения (см. § 9-3), прибавляется третья — уменьшение $i_в$ при уменьшении U. В результате внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения (рис. 9-15, кривая *1*) падает круче, чем у генератора независимого возбуждения

(кривая *2*). Поэтому номинальное изменение напряжения (см. определение в § 9-3) у генератора параллельного возбуждения больше и составляет $\Delta U_{н\%} = 10 \div 20\%$.

Характерной особенностью внешней характеристики генератора параллельного возбуждения является то, что при некотором максимальном значении тока $I = I_{макс}$ (точка *а* на рис. 9-15) она делает петлю и приходит в точку *б* на оси абсцисс, которая соответствует установившемуся току короткого замыкания. Ток $I_{к.уст}$ относительно мал и определяется остаточным магнитным потоком, так как в данном случае $U = 0$, и поэтому $i_в = 0$. Такой ход характеристики объясняется следующим. При увеличении тока *I* напряжение U падает сначала медленно, а затем быстрее, так как с уменьшением U и $i_в$ падает поток Φ_δ, магнитная цепь становится менее насыщенной и малые уменьшения $i_в$ будут вызывать все большие уменьшения Φ_δ и U (см. рис. 9-14). Точка *а* на рис. 9-15 соответствует переходу кривой х. х. х. с нижней части колена на прямолинейный, ненасыщенный участок. При этом, начиная с точки *а* (рис. 9-15), дальнейшее уменьшение сопротивления нагрузки $R_{нг}$, подключенной к зажимам машины не только не вызывает увеличения I, а наоборот, происходит уменьшение I, так как U падает быстрее $R_{нг}$.

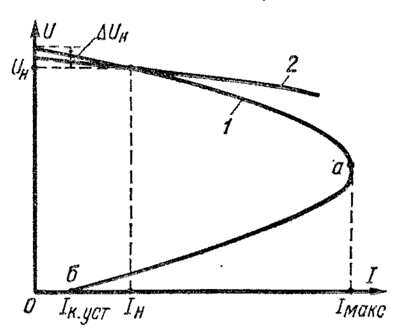


Рис. 9-15. Внешние характеристики генераторов параллельного (*1*) и независимого (*2*) возбуждения

Работа машины на ветви *аб* характеристики несколько неустойчива и имеется склонность самопроизвольного изменения I. Ток $I_{к.уст}$ в некоторых случаях может быть больше $I_н$.

Построение внешней характеристики генератора параллельного возбуждения с помощью х. х. х. и характеристического треугольника показано на рис. 9-16, где *1* — кривая х. х. х.; *2* — характеристика цепи возбуждения $U_в = R_в i_в$ при заданном $R_в = \text{const}$ и *3* — построенная кривая внешней характеристики.

При $I = 0$ значение U определяется пересечением кривой *1* и прямой *2*. Для получения значения U при $I = I_н$ разместим характеристический треугольник для номинального тока так, чтобы его вершины *а* и *в* расположились на кривой *1* и прямой *2*. Тогда точка *в* определит искомое значение U, что можно доказать с помощью подобных же рассуждений, как в § 9-3 в случае построения внешней характеристики генератора независимого возбуждения. Для других значений тока между *1* и *2* можно провести наклонные отрезки прямых, параллельные *ав*, которые представляют собой

гипотенузы новых характеристических треугольников. Нижние точки этих отрезков $в'$, $в''$ и т. д. определяют U при токах

$$I' = \frac{a'b'}{ab} I_н; \qquad I'' = \frac{a''b''}{ab} I_н \text{ и т. д.}$$

Перенеся все эти точки в левый квадрант диаграммы рис. 9-16 и соединив их плавной кривой, получим искомую характеристику 3. С учетом нелинейной зависимости катета $аб$ треугольника от I опытная зависимость $U = f(I)$ имеет характер, показанный на рис. 9-16 слева штриховой линией.

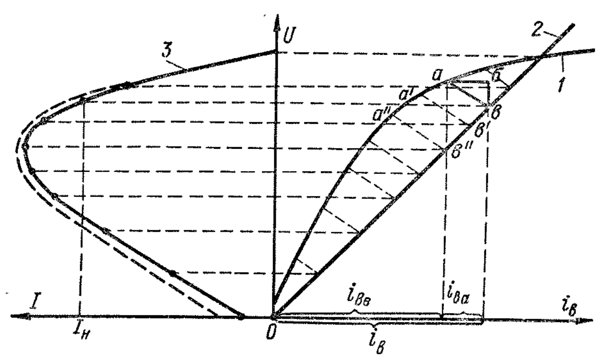


Рис. 9-16. Построение внешней характеристики генератора параллельного возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Хотя установившийся ток короткого замыкания генератора параллельного возбуждения невелик, внезапное короткое замыкание на зажимах этого генератора практически столь же опасно, как и у генератора независимого возбуждения. Объясняется это тем, что вследствие большой индуктивности обмотки возбуждения и индуктирования вихревых токов в массивных частях магнитной цепи уменьшение магнитного потока полюсов происходит медленно. Поэтому быстро нарастающий ток якоря достигает значений $I_к = (5 \div 15) I_н$.

Регулировочная характеристика $i_в = f(I)$ **при** $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$ **и нагрузочная характеристика** $U = f(i_в)$ **при** $I = \text{const}$ и $n = \text{const}$ снимаются так же, как и у генератора независимого возбуждения. Так как $i_в$ и $R_a i_в$ малы, то падение напряжения от $i_в$ в цепи якоря практически не оказывает влияния на напряжение на зажимах генератора. Поэтому указанные характеристики получаются практически такими же, как и у генератора независимого возбуждения. Построение этих характеристик с помощью х. х. х. и характеристического треугольника также производится аналогичным образом.

В заключение можно отметить, что характеристики и свойства генераторов независимого и параллельного возбуждения мало отличаются друг от друга. Единственное заметное отличие заключается в некотором расхождении внешних характеристик в пределах от $I = 0$ до $I = I_н$. Более сильное расхождение этих характеристик при $I \gg I_н$ не имеет значения, поскольку в таких режимах машины в условиях эксплуатации, как правило, не работают.

§ 9-5. Генераторы последовательного возбуждения

В генераторах последовательного возбуждения (см. рис. 9-1, *в*) $i_в = I_a = I$ и поэтому при $n = \text{const}$ имеются только две независимые переменные: U и I. Вследствие этого такой генератор имеет только одну характеристику, а именно внешнюю $U = f(I)$ при $n = \text{const}$ (рис. 9-17, кривая *1*). При увеличении I растут поток Φ_δ и э. д. с. E_a. Поэтому в соответствии с равенствами (9-11) и (9-14) с ростом I сначала U растет линейно, а при достижении насыщения рост U замедляется. При весьма больших I напряжение будет снова уменьшаться вследствие большой реакции якоря и большого падения напряжения $R_a I$.

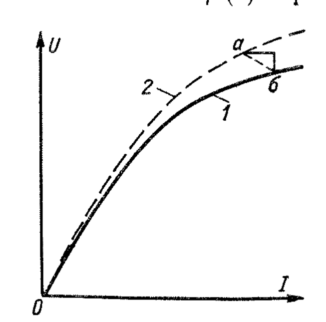


Рис. 9-17. Внешняя характеристика генератора последовательного возбуждения

Характеристики холостого хода, короткого замыкания и другие могут быть сняты только при отсоединении обмотки возбуждения от якоря и питании ее от постороннего источника тока, как у генератора независимого возбуждения, причем источник должен иметь низкое напряжение и быть рассчитанным на большой ток. По данным этих характеристик можно построить характеристический треугольник, и тогда внешнюю характеристику *1* (рис. 9-17) можно построить по х. х. х. (кривая *2*, рис. 9-17) и характеристическому треугольнику. Для этого треугольник нужно передвигать параллельно самому себе так, чтобы его вершина *а* скользила по х. х. х., и одновременно изменять его размеры пропорционально I. Тогда вершина *б* очертит внешнюю характеристику *1*.

При коротком замыкании генератора последовательного возбуждения возникает чрезвычайно большой ток.

Так как напряжение генератора последовательного возбуждения сильно изменяется с изменением нагрузки, то он не пригоден для питания большинства потребителей и применяется только в некоторых специальных установках.

§ 9-6. Генераторы смешанного возбуждения

Генератор смешанного возбуждения самовозбуждается так же, как и генератор параллельного возбуждения, и их х. х. х. аналогичны. Характеристику короткого замыкания генератора смешанного возбуждения можно снять только при питании параллельной обмотки возбуждения от постороннего источника, если действие последовательной обмотки является встречным, так как при согласном действии обмоток возбуждения возникает недопустимо большой ток короткого замыкания.

Если снять характеристики короткого замыкания при встречном включении последовательной обмотки и при отключении этой обмотки, то можно определить н. с. последовательной обмотки возбуждения в масштабе тока параллельной обмотки возбуждения. Тогда можно построить характеристический треугольник и для случая согласного включения последовательной обмотки возбуждения.

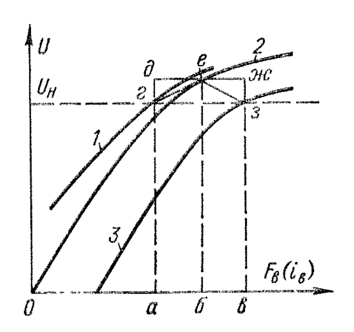


Рис. 9-18. Построение нагрузочной характеристики генератора смешанного возбуждения с помощью характеристики холостого хода и характеристического треугольника

Снятие внешней, регулировочной и нагрузочной характеристик генератора смешанного возбуждения производится так же, как и у генератора параллельного возбуждения.

Нагрузочная характеристика представляет собой зависимость напряжения U от тока параллельной обмотки возбуждения, поэтому при согласном включении последовательной обмотки нагрузочная характеристика генератора смешанного возбуждения будет расположена выше нагрузочной характеристики генератора независимого или параллельного возбуждения. На рис. 9-18 кривая *1* представляет собой нагрузочную характеристику генератора смешанного возбуждения, кривая *2* — х. х. х. и кривая *3* — нагрузочную характеристику генератора независимого или параллельного возбуждения.

На рис. 9-18 отрезок *Ов* равен суммарной н. с. возбуждения F_Σ, которая требуется для создания номинального напряжения при номинальном токе якоря, отрезок *Оа* равен $F_в$ — н. с. параллельной обмотки и отрезок *ав* равен $F_с$ — н. с. последовательной (сериесной) обмотки возбуждения. Катет *еж* = *бв* определяет размагничивающее действие реакции якоря $F_{р.я}$ в масштабе н. с. возбуждения. Так как н. с. $F_с$ и $F_{р.я}$ пропорциональны току якоря, можно рассматривать их совместное действие, т. е. определить

н. с. $F = F_с - F_{р.я} = ав - бв = аб = де$. В этом случае говорят, что при согласном включении последовательной обмотки ее действие аналогично намагничивающей реакции якоря и характеристический треугольник генератора имеет вид треугольника *дег* на рис. 9-18.

Построение внешней характеристики генератора с помощью х. х. х. и характеристического треугольника производится в принципе так же, как и у генератора параллельного возбуждения.

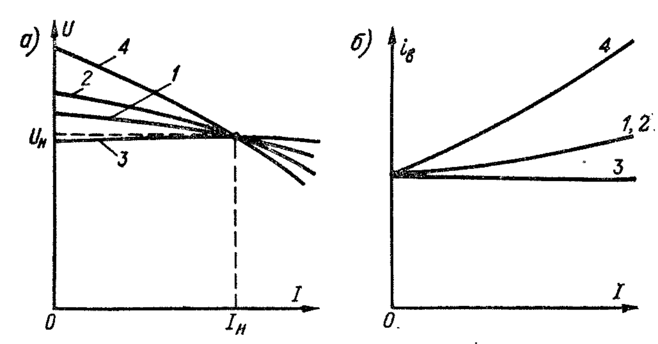


Рис. 9-19. Сравнение внешних (*а*) и регулировочных (*б*) характеристик генераторов независимого (*1*), параллельного (*2*), смешанного возбуждения с согласным (*3*) и встречным (*4*) включением последовательной обмотки

На рис. 9-19, *а* и *б* произведено сопоставление внешних и регулировочных характеристик генераторов различных типов. Генератор смешанного возбуждения с согласным включением последовательной обмотки возбуждения имеет самую благоприятную внешнюю характеристику. Его напряжение при надлежащем выборе н. с. последовательной обмотки мало изменяется с изменением нагрузки.

У генератора смешанного возбуждения с встречным включением последовательной обмотки возбуждения действие последней эквивалентно увеличению размагничивающего действия реакции якоря. Вследствие этого с увеличением нагрузки напряжение генератора сильно падает. Поэтому этот генератор применяется редко.

§ 9-7. Параллельная работа генераторов постоянного тока

Общие положения. В ряде случаев целесообразно питать определенную группу потребителей от двух или нескольких генераторов постоянного тока, которые при этом работают совместно на общую сеть. В этом случае в периоды малых нагрузок можно часть генераторов отключить, чем достигается экономия на эксплуатационных

расходах. Если должно быть обеспечено бесперебойное питание потребителей при всех условиях, то нужно иметь резервный генератор. Необходимая мощность резервного генератора при совместной работе нескольких генераторов будет меньше. Возможно также выведение генераторов в плановый или аварийный ремонт без какого-либо или без серьезного нарушения бесперебойного обеспечения потребителей электроэнергией.

Для совместной работы используются генераторы независимого, параллельного или смешанного возбуждения. При этом они подключаются к сети параллельно. Последовательное включение генераторов применяется в редких случаях.

При параллельной работе генераторов необходимо соблюсти следующие условия: 1) при включении генератора на параллельную работу с другими не должно возникать значительных толчков тока, способных вызвать нарушения в работе генераторов и потребителей; 2) генераторы должны нагружаться по возможности равномерно, пропорционально их номинальной мощности.

При нарушении последнего условия полное использование мощности всех генераторов невозможно: когда один генератор нагружается полностью, другие недогружены, а дальнейшее увеличение общей нагрузки невозможно, так как отдельные генераторы будут перегружаться. Кроме того, при неравномерной нагрузке генераторов суммарные потери всех генераторов могут быть больше, а общий к. п. д — меньше, чем при равномерной нагрузке.

В параллельной работе генераторов независимого и параллельного возбуждения нет никаких существенных различий. Поэтому ниже сначала рассмотрим параллельную работу генераторов параллельного возбуждения, а затем укажем на особенности параллельной работы генераторов смешанного возбуждения.

Включение на параллельную работу. Схема параллельной работы двух генераторов параллельного возбуждения показана на рис. 9-20. Пусть генератор *1* уже работает на сборные шины и необходимо подключить к этим шинам генератор *2*.

Тогда надо соблюсти следующие условия: 1) полярность генератора *2* должна быть такой же, как и генератора *1* или шин *Ш*, т. е. положительный (+) и отрицательный (—) зажимы генератора *2* должны с помощью рубильника или другого выключателя *Р2* соединяться с одноименными зажимами сборных шин; 2) э. д. с. генератора *2* должна равняться напряжению на шинах. При соблюдении этих условий при подключении генератора *2* к шинам с помощью рубильника не возникает никакого толчка тока и этот генератор после его включения будет работать без нагрузки, на холостом ходу.

Для выполнения и проверки этих условий включения поступают следующим образом. Генератор *2* приводят во вращение с номинальной скоростью и возбуждают до нужного напряжения. Его напряжение измеряют с помощью вольтметра *V1* и вольтметрового переключателя *П*, для чего последний ставят в положение *2—2*. Напряжение шин измеряют тем же вольтметром в положении переключателя *Ш — Ш*. Чтобы одновременно проверить соответствие полярностей, вольтметр *V1* должен быть магнитоэлектрического типа. Тогда при включении вольтметра по схеме, изображенной на рис. 9-20, отклонения его стрелки при правильной полярности генератора *2* и шин будут происходить в одну и ту же сторону. Если полярность генератора *2* неправильна, то необходимо переключить два конца от его якоря. Нужное значение напряжения генератора достигается путем регулирования его тока возбуждения $i_{в2}$ с помощью реостата.

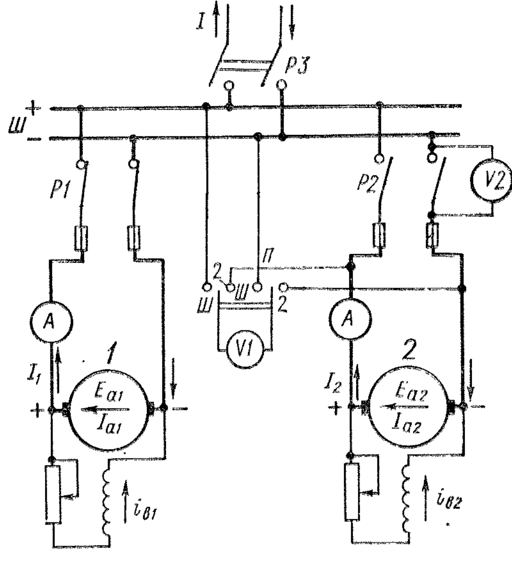


Рис. 9-20. Схема параллельной работы генераторов параллельного возбуждения

Возможен также другой способ контроля правильности условий включения — с помощью вольтметра *V2*, подключенного к зажимам одного полюса рубильника *Р2*. Если другой полюс (нож) рубильника включить, то при равенстве напряжений и правильной полярности генераторов показание вольтметра *V2* будет равно нулю.

При включении генератора *2* с неправильной полярностью в замкнутой цепи, образованной якорями обоих генераторов (рис. 9-20) и шинами, э. д. с. обоих генераторов будут складываться. Так как сопротивление этой цепи мало, то возникают условия, эквивалентные короткому замыканию, что приводит к аварии. При правильной полярности, но неравных напряжениях генераторов в указанной цепи возникает уравнительный ток

$$I_{ур} = \frac{U_1 - E_{a2}}{R_{a2}} = \frac{E_{a1} - I_{a1}R_{a1} - E_{a2}}{R_{a2}},$$

значение которого также может оказаться большим.

При включении нагрузки уравнительный ток вызывает увеличение тока одного генератора и уменьшение тока другого, в результате чего генераторы нагружаются неодинаково.

Параллельная работа генераторов параллельного возбуждения. При параллельной работе двух или более генераторов их напряжения U всегда равны, как так генераторы включены на общие шины. Поэтому для случая работы двух генераторов их уравнения напряжения можно написать в следующем виде:

$$U = E_{a1} - I_{a1}R_{a1} = E_{a2} - I_{a2}R_{a2}, \qquad (9\text{-}16)$$

где

$$E_{a1} = c_{e1}\Phi_{\delta 1}n_1; \qquad E_{a2} = c_{e2}\Phi_{\delta 2}n_2.$$

После включения генератора *2* (рис. 9-20) на шины его можно нагрузить током. Для этого нужно увеличить э. д. с. генератора E_{a2}, которая станет больше U, в результате чего в якоре генератора *2* возникнет ток I_{a2} [см. уравнение (9-16)]. Тогда при неизменном токе нагрузки ток I_{a1} уменьшается. Если э. д. с. E_{a1} остается постоянной, то разность $E_{a1} - I_{a1}R_{a1}$ не будет уже равна прежнему значению напряжения на шинах и U увеличится. Поэтому для поддержания $U = \text{const}$ одновременно с увеличением E_{a2} нужно уменьшать E_{a1}. Изменение E_{a1} и E_{a2} возможно двояким путем: изменением тока возбуждения $i_в$ или скорости вращения n. В обоих случаях генератор и его первичный двигатель изменят свою мощность. В эксплуатационных условиях обычно изменяют ток возбуждения. В этом случае первичный двигатель работает на своей естественной характеристике $n = f(P)$. При изменении нагрузки двигателя его скорость также изменится и его регулятор в случае использования теплового или гидравлического двигателя изменит подачу топлива, пара или воды в двигатель.

Таким образом, если желательно, например, генератор *1* разгрузить и передать его нагрузку на генератор *2*, то поступают следующим образом: уменьшают $i_{в1}$ (или n_1) и одновременно увеличивают $i_{в2}$ (или n_2) до тех пор, пока не будет $I_1 = 0$. После этого генератор *1* можно отключить от сети. Если бы ток $i_{в1}$ был уменьшен слишком сильно, то возникло бы положение, при котором $E_{a1} < U$. При этом I_{a1} и I_1 изменили бы свой знак [см. уравнение (9-16)], т. е. свое направление. При этом генератор *1* стал бы работать в режиме двигателя, потребляя энергию от генератора *2*. Для теплового или гидравлического первичного двигателя такой режим недопустим, так как может вызвать аварию двигателя.

Необходимо иметь в виду, что вследствие малости R_{a1} и R_{a2} даже малые изменения токов $i_{в1}$ и $i_{в2}$ способны вызвать большие изменения токов генераторов, так как, согласно уравнению (9-16), изменения E_{a1} и E_{a2} при $U = \text{const}$ должны компенсироваться изменениями $I_{a1}R_{a1}$ и $I_{a2}R_{a2}$. Поэтому регулирование токов воз-

буждения генераторов должно производиться осторожно и достаточно плавно. В условиях эксплуатации напряжение U часто регулируется автоматическими регуляторами токов возбуждения генераторов. При этом характеристики регуляторов подбираются таким образом, чтобы обеспечить правильное распределение нагрузок между генераторами.

Если генераторы работают параллельно без регулирования токов возбуждения, то распределение нагрузок между ними зависит от вида их внешних характеристик. Пусть, например, внешние характеристики двух генераторов одинаковой мощности *1* и *2* изображаются кривыми *1* и *2* на рис. 9-21. Если генераторы включены на параллельную работу при холостом ходе, то эти характеристики исходят из одной точки U_0 на оси ординат. Если затем подключить к генераторам некоторую нагрузку, то напряжение упадет до некоторого значения U, общего для обоих генераторов. При этом генератор *1*, имеющий более «мягкую» внешнюю характеристику, будет нагружаться меньшим током (I_1), чем генератор *2* (I_2), имеющий более «жесткую» характеристику. Зависимость U от общего тока нагрузки $I = I_1 + I_2$ изобразится на рис. 9-21 в виде кривой *3*.

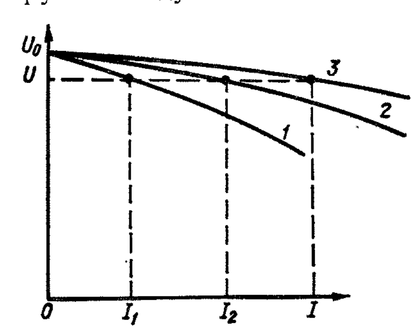


Рис. 9-21. Параллельная работа генераторов в режиме внешних характеристик

Если мощности генераторов *1* и *2* различны, то более правильно о распределении нагрузки между ними можно судить, если начертить характеристики *1* и *2* на рис. 9-21 в функции относительных токов:

$$U = f(I_{1*}) = f\left(\frac{I_1}{I_{1н}}\right); \quad U = f(I_{2*}) = f\left(\frac{I_2}{I_{2н}}\right).$$

При совпадении таких характеристик обоих генераторов распределение нагрузок между ними происходит пропорционально их номинальным мощностям, что является наиболее выгодным.

При трех и более параллельно работающих генераторах также имеют место описанные выше явления, и анализ их работы можно произвести аналогичным образом.

Параллельная работа генераторов смешанного возбуждения. Упрощенная схема параллельной работы двух генераторов смешанного возбуждения с согласным включением последовательных обмоток изображена на рис. 9-22.

Если показанный на рис. 9-22 уравнительный провод *аб* отсутствует, то устойчивая параллельная работа невозможна. Действительно, пусть при отсутствии этого провода ток I_1 первого генератора по какой-либо случайной причине (например, вследствие увеличения скорости вращения генератора) несколько увеличился. Тогда действие последовательной обмотки возбуждения этого генератора усилится, его э. д. с. E_{a1} возрастет, что вызовет дальнейшее увеличение I_1, и т. д. Одновременно ток I_2 и э. д. с. E_{a2} второго генератора будут беспрерывно уменьшаться. В результате возможна значительная перегрузка генератора *1*, а генератор *2* разгрузится и даже может перейти в двигательный режим.

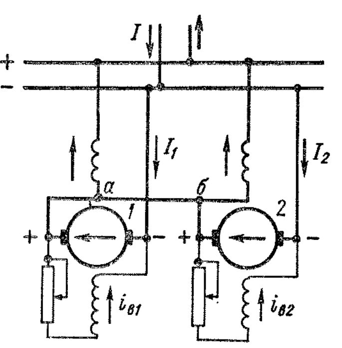


Рис. 9-22. Схема параллельной работы генераторов смешанного возбуждения с согласным включением последовательных обмоток

При наличии уравнительного провода *аб* параллельная работа будет протекать нормально, так как случайное приращение тока якоря одного генератора распределится между последовательными обмотками возбуждения обоих генераторов и вызовет увеличение э. д. с. обоих генераторов.

Можно также перекрестить последовательные обмотки возбуждения обоих генераторов: обмотку генератора *1* включить последовательно в цепь якоря генератора *2* и наоборот.

Параллельная работа генераторов смешанного возбуждения со встречным включением последовательных обмоток происходит без подобных затруднений.

Глава десятая

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 10-1. Общие сведения о двигателях постоянного тока

Двигатели постоянного тока находят широкое применение в промышленных, транспортных и других установках, где требуется широкое и плавное регулирование скорости вращения (прокатные станы, мощные металлорежущие станки, электрическая тяга на транспорте и т. д.).

По способу возбуждения двигатели постоянного тока подразделяются аналогично генераторам на двигатели независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения.

Схемы двигателей и генераторов с данным видом возбуждения одинаковы (рис. 9-1). В двигателях независимого возбуждения токи якоря I_a и нагрузки I равны: $I = I_a$, в двигателях параллельного и смешанного возбуждения $I = I_a + i_в$ и в двигателях последовательного возбуждения $I = I_a = I_в$.

С независимым возбуждением от отдельного источника тока обычно выполняются мощные двигатели с целью более удобного и экономичного регулирования тока возбуждения. По своим свойствам двигатели независимого и параллельного возбуждения почти одинаковы, и поэтому первые ниже отдельно не рассматриваются.

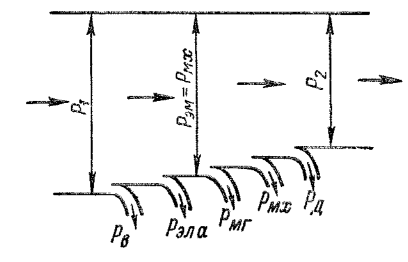


Рис. 10-1. Энергетическая диаграмма двигателя параллельного возбуждения

Энергетическая диаграмма двигателя параллельного возбуждения изображена на рис. 10-1. Первичная мощность P_1 является электрической и потребляется из питающей сети. За счет этой мощности покрываются потери на возбуждения $p_в$ и электрические потери $p_{эла} = I_a^2 R_a$ в цепи якоря, а оставшаяся часть составляет электромагнитную мощность якоря $P_{эм} = E_a I_a$, которая превращается в механическую мощность $P_{мх}$. Потери магнитные $p_{мг}$, добавочные $p_д$ и механические $p_{мх}$ покрываются за счет механической мощности, а остальная часть этой мощности представляет собой полезную механическую мощность P_2 на валу.

Аналогичные энергетические диаграммы, иллюстрирующие преобразование энергии в двигателе, можно построить и для других типов двигателей.

Уравнение вращающих моментов. Электромагнитный момент двигателя

$$M_{эм} = P_{эм}/\Omega,$$

который является движущим и действует в сторону вращения, расходуется на уравновешивание тормозящих моментов: 1) момента M_0, соответствующего потерям $p_{мг}$, $p_д$ и $p_{мх}$, покрываемым за счет механической мощности [см. равенство (9-6)]; 2) $M_в$ — момента нагрузки на валу, создаваемого рабочей машиной или механизмом; 3) $M_{дин}$ — динамического момента [см. равенство (9-7)]. При этом

$$M_в = P_2/\Omega.$$

Таким образом,

$$M_{эм}=M_0+M_в+M_{дин} \qquad (10\text{-}1)$$

или

$$M_{эм}=M_{ст}+M_{дин}, \qquad (10\text{-}2)$$

где

$$M_{ст}=M_0+M_в$$

является статическим моментом сопротивления.

При установившемся режиме работы, когда n = const и поэтому $M_{дин}=0$,

$$M_{эм}=M_{ст}. \qquad (10\text{-}3)$$

В дальнейшем индекс «эм» у $M_{эм}$ будем опускать. Обычно M_0 мал по сравнению с $M_в$, и поэтому приблизительно можно считать, что при установившемся режиме работы $M_{эм}=M$ является полезным моментом на валу и уравновешивается моментом $M_в$. Можно также значение M_0 включить в значение $M_в$.

Укажем, что если выразить P в киловаттах, а Ω — через число оборотов в минуту $n_м$, то между P, $n_м$ и M в кгс·м будет существовать зависимость

$$M_{кгс\cdot м}=\frac{P}{9{,}81\,\Omega}=\frac{1000\cdot 60 P_{кВт}}{9{,}81\cdot 2\pi n_м}=\frac{975 P_{кВт}}{n_м}.$$

Уравнения напряжения и тока. В двигателях направление действия э. д. с. якоря E_a противоположно направлению тока якоря I_a (см. § 1-1), и поэтому E_a называется также противоэлектродвижущей силой якоря. Уравнение напряжения для цепи якоря двигателя можно записать следующим образом:

$$U=E_a+R_aI_a. \qquad (10\text{-}4)$$

Здесь R_a — полное сопротивление цепи якоря [см. равенство (9-15)]. В режиме двигателя всегда $U>E_a$.

Из равенства (10-4) следует, что

$$I_a=\frac{U-E_a}{R_a}, \qquad (10\text{-}5)$$

где, согласно выражению (4-3),

$$E_a=c_e\Phi_\delta n. \qquad (10\text{-}6)$$

Скорость вращения и механические характеристики. Решая уравнение (10-4) совместно с (10-6) относительно n, находим уравнение скоростной характеристики $n=f(I_a)$ двигателя:

$$n=\frac{U-R_aI_a}{c_e\Phi_\delta}. \qquad (10\text{-}7)$$

Согласно выражению (4-8),

$$M=c_м\Phi_\delta I_a. \qquad (10\text{-}8)$$

Определив отсюда значение I_a и подставив его в (10-7), получим уравнение механической характеристики $n=f(M)$ двигателя:

$$n=\frac{U}{c_e\Phi_\delta}-\frac{R_aM}{c_ec_м\Phi_\delta^2}, \qquad (10\text{-}9)$$

которое определяет зависимость скорости вращения двигателя от развиваемого момента вращения.

Вид механической характеристики $n=f(M)$ или $M=f(n)$ при U = const зависит от того, как с изменением момента M изменяется поток машины Φ_δ, и различен для двигателей с различными способами возбуждения. Это же справедливо и для скоростных характеристик (см. § 10-4 — 10-6).

§ 10-2. Пуск двигателей постоянного тока

При пуске двигателя в ход необходимо: 1) обеспечить надлежащий пусковой момент и условия для достижения необходимой скорости вращения; 2) предотвратить возникновение чрезмерного пускового тока, опасного для двигателя.

Возможны три способа пуска двигателя в ход: 1) прямой пуск, когда цепь якоря приключается непосредственно к сети на ее полное напряжение; 2) пуск с помощью пускового реостата или пусковых сопротивлений, включаемых последовательно в цепь якоря; 3) пуск при пониженном напряжении цепи якоря.

При $n=0$ также $E_a=0$ и, согласно выражению (10-5),

$$I_a=U_a/R_a. \qquad (10\text{-}10)$$

В нормальных машинах $R_{a*} = 0{,}02 \div 0{,}10$, и поэтому при прямом пуске с $U = U_н$ ток якоря недопустимо велик:

$$I_a = (50 \div 10)\, I_н.$$

Вследствие этого прямой пуск применяется только для двигателей мощностью до нескольких сотен ватт, у которых R_a относительно велико и поэтому при пуске $I_a \leqslant (4 \div 6)\, I_н$, а процесс пуска длится не более 1—2 с.

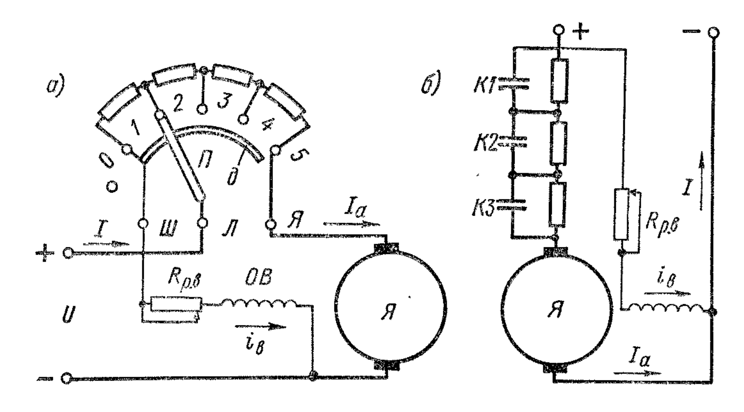


Рис. 10-2. Схема пуска двигателя параллельного возбуждения с помощью пускового реостата (*а*) и пусковых сопротивлений (*б*)

Самым распространенным является пуск с помощью пускового реостата или пусковых сопротивлений (рис. 10-2).

При этом вместо выражения (10-5) имеем

$$I_a = \frac{U - E_a}{R_a + R_п}, \qquad (10\text{-}11)$$

а в начальный момент пуска, при $n = 0$,

$$I_a = \frac{U}{R_a + R_п}, \qquad (10\text{-}12)$$

где $R_п$ — сопротивление пускового реостата, или пусковое сопротивление. Значение $R_п$ подбирается так, чтобы в начальный момент пуска было $I_a = (1{,}4 \div 1{,}7)\, I_н$ [в малых машинах до $(2{,}0 \div 2{,}5)\, I_н$].

Рассмотрим подробнее пуск двигателя параллельного возбуждения с помощью реостата (рис. 10-2, а).

Перед пуском ($t < 0$) подвижный контакт *П* пускового реостата стоит на холостом контакте *0* и цепь двигателя разомкнута. В начальный момент пуска ($t = 0$) подвижный контакт *П* с помощью рукоятки переводится на контакт *1*, и через якорь пойдет ток I_a, определяемый равенством (10-12). Цепь обмотки возбуждения *ОВ* подключается к неподвижной контактной дуге *д*, по которой скользит контакт *П*, чтобы во время пуска цепь возбуждения все время была под полным напряжением. Это необходимо для того, чтобы $i_в$ и Φ_δ при пуске были максимальными и постоянными, так как при этом, согласно выражению (10-8), при данных значениях I_a развивается наибольший момент *М*. С этой же целью регулировочный реостат возбуждения ставится при пуске в положение $R_{р.в} = 0$.

При положении контакта *П* пускового реостата на контакте *1* ($t = 0$) возникают токи I_a и $i_в$, а также момент *М*, и если $M > M_{ст}$, то двигатель придет во вращение и скорость *n* будет расти со значения $n = 0$ (рис. 10-3). При этом в якоре будет индуктироваться э. д. с. $E_a \sim n$ и, согласно выражениям (10-11) и (10-8), I_a и *М*, а также скорость нарастания *n* будут уменьшаться. Изменение этих величин при $M_{ст} = \text{const}$ происходит по экспоненциальному закону.

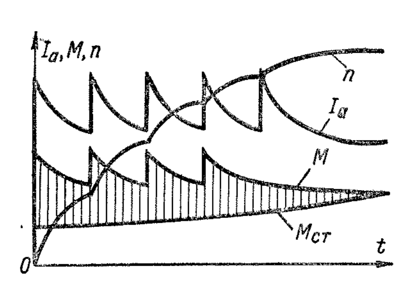


Рис. 10-3. Зависимость I_a, *М* и *n* от времени при пуске двигателя

Когда I_a достигнет значения $I_{a\,мин} = (1{,}1 \div 1{,}3)\, I_н$, контакт *П* пускового реостата переведется на контакт *2*. Вследствие уменьшения $R_п$ ток I_a ввиду малой индуктивности цепи якоря почти мгновенно возрастет, *М* также увеличится, *n* будет расти быстрее и в результате увеличения E_a значения I_a и *М* снова будут уменьшаться (рис. 10-3). Подобным же образом развивается процесс пуска при последовательном переключении реостата в положения *3*, *4* и *5*, после чего двигатель достигает установившегося режима работы со значениями I_a и *n*, определяемыми условием $M = M_{ст}$ [см. равенства (10-8) и (10-9)].

При пуске на холостом ходу $M_{ст} = M_0$. Ток $I_a = I_{a0}$ в этом случае мал и составляет обычно 3—8% от $I_н$.

Заштрихованные на рис. 10-3 ординаты представляют собой, согласно выражению (10-2), значения избыточного, или динамического, момента

$$M_{дин} = M - M_{ст},$$

под воздействием которого происходит увеличение *n*.

Число ступеней пускового реостата и значения их сопротивлений рассчитываются таким образом, чтобы при надлежащих интервалах времени переключения ступеней максимальные и минимальные значения I_a на всех ступенях получились одинаковыми.

По условиям нагрева ступени реостата расчитываются на кратковременную работу под током.

Остановка двигателя производится путем его отключения от сети с помощью рубильника или другого выключателя. Схема рис. 10-2 составлена так, чтобы при отключении двигателя цепь обмотки возбуждения не размыкалась, а оставалась замкнутой через якорь. При этом ток в обмотке возбуждения после отключения двигателя уменьшается до нуля не мгновенно, а с достаточно большой постоянной времени. Благодаря этому предотвращается индуктирование в обмотке возбуждения большой э. д. с. самоиндукции, которая может повредить изоляцию этой обмотки.

Применяются также несколько видоизмененные по сравнению с рис. 10-2, *а* схемы пусковых реостатов, без контактной дуги *д*. Конец цепи возбуждения при этом можно присоединить, например, к контакту *2*, и при работе двигателя последовательно с обмоткой возбуждения будут включены последние ступени пускового реостата. Поскольку их сопротивление по сравнению с $R_в = r_в + R_{р.в}$ мало, то это не оказывает большого влияния на работу двигателя.

Автоматизировать переключение пускового реостата неудобно. Поэтому в автоматизированных установках вместо пускового реостата используют пусковые сопротивления (рис. 10-2, *б*), которые поочередно шунтируются контактами *К1*, *К2*, *К3* автоматически работающих контакторов. Для упрощения схемы и уменьшения количества аппаратов число ступеней принимается минимальным (у двигателей малой мощности обычно 1—2 ступени).

Ни в коем случае нельзя допускать разрыва цепи параллельного возбуждения.

В этом случае поток возбуждения исчезает не сразу, а поддерживается индуктируемыми в ярме вихревыми токами. Однако этот поток будет быстро уменьшаться и скорость *n*, согласно выражению (10-7), будет сильно увеличиваться («р а з н о с» д в и г а т е л я). При этом [см. равенство (10-8)] ток якоря значительно возрастет и возникнет круговой огонь, вследствие чего возможно повреждение машины, и поэтому, в частности, в цепях возбуждения не ставят предохранителей и выключателей.

Ограничение пускового тока достигается также в случае питания цепи якоря при пуске от отдельного источника тока с регулируемым напряжением (отдельный генератор постоянного тока, управляемый выпрямитель). Обмотку возбуждения при этом необходимо питать от другого источника, с полным напряжением, чтобы иметь при пуске полный ток $i_в$. Этот способ пуска применяют чаще всего для мощных двигателей, притом в сочетании с регулированием скорости вращения (см. § 10-4).

Пуск двигателей последовательного и смешанного возбуждения производится аналогичным образом. Схема пуска двигателя смешанного возбуждения ничем не отличается от схемы пуска двигателя параллельного возбуждения (рис. 10-2), а схема пуска двигателя последовательного возбуждения упрощается за счет исключения параллельной цепи возбуждения.

Для изменения направления вращения (реверсирования) двигателя необходимо изменить направление тока в якоре (вместе с добавочными полюсами и компенсационной обмоткой) или в обмотке (обмотках) возбуждения.

§ 10-3. Регулирование скорости вращения и устойчивость работы двигателя

Способы регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока следуют из соотношений (10-7) и (10-9). Возможны три способа регулирования скорости вращения.

1. Наиболее удобным, распространенным и экономичным является способ регулирования скорости путем изменения потока $Ф_δ$, т. е. тока возбуждения $i_в$.

С уменьшением $Ф_δ$, согласно выражению (10-7), скорость возрастает. Двигатели рассчитываются для работы при номинальном режиме с наибольшим значением $Ф_δ$, т. е. с наименьшей скоростью *n*. Поэтому практически можно только уменьшать $Ф_δ$.

Следовательно, рассматриваемый способ позволяет регулировать скорость вверх от номинальной. При таком регулировании к. п. д. двигателя остается высоким, так как мощность возбуждения мала, в частности мала мощность реостатов для регулирования тока возбуждения. К тому же при уменьшении $i_в$ мощность возбуждения $Ui_в$ уменьшается.

Верхний предел регулирования скорости вращения ограничивается механической прочностью машины и условиями ее коммутации.

При высоких скоростях коммутация ухудшается вследствие увеличения вибрации щеточного аппарата, неустойчивости щеточного контакта и возрастания реактивной э. д. с., а также вследствие увеличения максимального напряжения между коллекторными пластинами в результате ослабления основного поля и усиления при этом искажающего влияния поперечной реакции якоря (см. § 5-3).

Для увеличения диапазона регулирования *n* посредством ослабления поля в машинах малой и средней мощности с волновой обмоткой якоря иногда применяют раздельное питание катушек возбуж-

дения отдельных полюсов. При этом в одной группе полюсов сохраняют $i_в$ = const и больший поток со значительным насыщением участков магнитной цепи, а в другой группе полюсов $i_в$ и поток уменьшают. Искажающее влияние поперечной реакции якоря под первой группой полюсов в этом случае будет проявляться значительно слабее. Так как в волновой обмотке напряжение между соседними коллекторными пластинами складывается из э. д. с. p секций, расположенных под всеми полюсами (см. § 3-5), то в результате такого регулирования потока полюсов распределение напряжения между пластинами будет более равномерным.

2. Другой способ регулирования скорости заключается во включении последовательно в цепь якоря реостата или регулируемого сопротивления R_{pa}.

Вместо выражения (10-7) при этом имеем

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa}) I_a}{c_e \Phi_\delta}. \qquad (10\text{-}13)$$

Этот способ дает возможность регулировать скорость вниз от номинальной и связан со значительными потерями в сопротивлении R_{pa} и понижением к. п. д.

Действительно, при номинальном токе якоря $I_a = I_{ан}$ среднее значение числителя равенства (10-7) в относительных единицах равно

$$U_* - R_{a*} I_{ан*} = 1 - 0{,}05 = 0{,}95.$$

Если при Φ_δ = const необходимо уменьшить скорость вдвое, то нужно уменьшить этот числитель вдвое, т. е.

$$U_* - R_{a*} I_{ан*} - R_{pa*} I_{ан*} = 1 - 0{,}05 - R_{pa*} I_{ан*} = 0{,}475.$$

Так как $U_* = I_{ан*} = 1$, то при этом

$$R_{pa*} = 0{,}95 - 0{,}475 = 0{,}475,$$

т. е. в реостате будет теряться 47,5% приложенного напряжения и столько же мощности, подводимой к цепи якоря. По этой причине данный способ применяется в основном для двигателей небольшой мощности, а для более мощных двигателей используется редко и только кратковременно (пуско-наладочные режимы и т. д.).

3. Регулирование скорости осуществляется также путем регулирования напряжения цепи якоря. Так как работа двигателя при $U > U_н$ недопустима, то данный способ, согласно выражениям (10-7) и (10-9), дает возможность регулировать скорость также вниз от номинальной. К. п. д. двигателя при этом остается высоким, так как никаких добавочных источников потерь в схему двигателя не вносится.

Однако в этом случае необходим отдельный источник тока с регулируемым напряжением, что удорожает установку.

Отметим, что регулирование скорости путем изменения I_a невозможно, хотя такая возможность на первый взгляд вытекает из равенства (10-7). Дело в том, что, согласно равенству (10-3), двигатель при каждой скорости вращения должен развивать определенный момент M, равный моменту сопротивления приводимого механизма $M_{ст}$ при данном значении n. Но при этом в соответствии с выражением (10-8) при данном значении Φ_δ величина I_a в двигателе будет при каждом значении M тоже вполне определенной.

Различные способы регулирования n более конкретно, применительно к двигателям с различными способами возбуждения, рассматриваются в последующих параграфах.

Условия устойчивости работы двигателя. При работе двигателя всегда возникают определенные возмущения режима работы (кратковременные колебания напряжения сети, случайные кратковременные изменения момента нагрузки на валу и т. д.). Такие возмущения чаще всего бывают небольшими и кратковременными, однако при этом происходят, хотя также небольшие и кратковременные, нарушения равенства моментов установившегося режима работы [см. выражение (10-3)], вследствие чего возникает момент $M_{дин}$ и изменяется скорость вращения.

Под устойчивостью работы двигателя понимается его способность вернуться к исходному, установившемуся режиму работы при малых возмущениях, когда действие этих возмущений прекратится. Иными словами, работа двигателя называется устойчивой, если бесконечно малые в пределе возмущения его работы вызывают лишь столь же малые изменения величин, характеризующих режим его работы, например скорости вращения, тока якоря и т. д. Двигатель неустойчив в работе, если подобные малые возмущения приводят к большим изменениям режима работы. При неустойчивой работе небольшие кратковременные возмущения вызывают либо непрерывное изменение режима (n, I_a и т. д.) в каком-либо одном направлении, либо приводят к колебательному режиму с возрастанием амплитуд колебаний n, I_a и т. д. Естественно, что в условиях эксплуатации необходимо обеспечить устойчивый режим работы двигателя. При неустойчивости двигателя нормальная его работа невозможна, и обычно происходит авария.

Неустойчивая работа может быть также и у генераторов. В § 9-7 была рассмотрена неустойчивость параллельной работы генераторов смешанного возбуждения при отсутствии уравнительного провода. Режим самовозбуждения генераторов постоянного тока (см. § 9-4) также, в сущности, представляет собой неустойчивый режим работы.

так как $i_в$ и U непрерывно изменяются. Работа генератора параллельного возбуждения при $R_в = R_{в.кр}$ также неустойчива, так как если несколько изменить величину $R_в$, то напряжение U значительно изменится, т. е. возрастет до некоторого конечного значения или упадет почти до нуля.

Устойчивость работы двигателя зависит от вида его механической характеристики $M = f(n)$ и от вида зависимости момента сопротивления на валу от скорости вращения $M_{ст} = f(n)$. Вид последней зависимости определяется свойствами рабочей машины, приводимой в движение двигателем. Например, у металлорежущих станков, если установка резца не изменяется, $M_{ст} \approx \text{const}$, т. е. $M_{ст}$ не зависит от скорости вращения, а у вентиляторов и насосов $M_{ст} \sim n^2$.

На рис. 10-4, *а* и *б* изображены два характерных случая работы двигателя. Установившемуся режиму работы ($M = M_{ст}$) со скоростью вращения n_0 соответствует точка пересечения указанных двух характеристик.

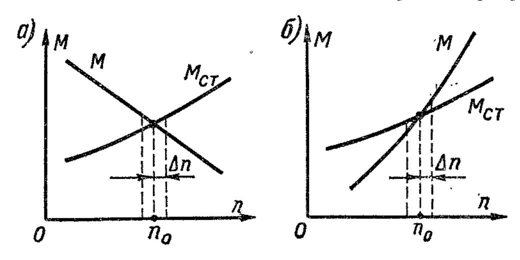


Рис. 10-4. Устойчивый (*а*) и неустойчивый (*б*) режимы работы двигателя

Если зависимости $M = f(n)$, и $M_{ст} = f(n)$ имеют вид, изображенный на рис. 10-4, *а*, то при случайном увеличении n в результате возмущения на Δn тормозной момент $M_{ст}$ станет больше движущего M ($M_{ст} > M$) и поэтому двигатель будет затормаживаться, что заставит ротор вернуться к исходной скорости n_0. Точно так же, если в результате возмущения скорость двигателя уменьшится на Δn, то будет $M_{ст} < M$, поэтому ротор станет ускоряться и снова будет $n = n_0$. Таким образом, в рассматриваемом случае работа устойчива. Как следует из рис. 10-4, *а*, при этом

$$\boxed{\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{ст}}{dn},} \tag{10-14}$$

что и является признаком, или **критерием, устойчивости работы двигателя.**

При зависимостях $M = f(n)$ и $M_{ст} = f(n)$ вида рис. 10-4, *б* работа неустойчива. Действительно, при увеличении n от $n = n_0$ до $n = n_0 + \Delta n$ будет $M > M_{ст}$, возникнет избыток движущего момента, скорость n начнет нарастать, причем избыточный момент

$M - M_{ст}$ увеличится еще больше, n еще возрастет и т. д. Если в результате возмущения $n = n_0 - \Delta n$, то $M < M_{ст}$ и n будет непрерывно уменьшаться. Поэтому работа в точке $M = M_{ст}$ и $n = n_0$ невозможна. Как следует из рис. 10-4, *б*, в этом случае

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{ст}}{dn}, \tag{10-15}$$

что является признаком неустойчивости работы двигателя.

Из изложенного следует, что двигатель с данной механической характеристикой $M = f(n)$ может работать устойчиво или неустойчиво в зависимости от характеристики $M_{ст} = f(n)$ рабочей машины. Возникновение неустойчивости наиболее вероятно при такой механической характеристике двигателя $M = f(n)$ или $n = f(M)$, когда M и n увеличиваются или уменьшаются одновременно (рис. 10-4, *б*). В частности, в этом случае работа неустойчива при $M_{ст} = f(n) = \text{const}$ (например, металлорежущие станки). Поэтому двигателей с такими механическими характеристиками не строят.

Изложенное здесь в равной мере относится к устойчивости двигателей как постоянного, так и переменного тока, а также любых видов двигателей.

Изменение режима работы. Двигатели постоянного тока, как, впрочем, и двигатели переменного тока, обладают при соблюдении условий устойчивости замечательной способностью автоматически, без внешнего регулирующего воздействия, приспосабливаться к изменившимся условиям работы. В этом смысле можно сказать, что электрические двигатели обладают свойством саморегулирования. Проиллюстрируем сказанное на примере двигателя параллельного возбуждения.

Допустим, что такой двигатель работает при $U = \text{const}$, $i_в = \text{const}$ и, следовательно, $\Phi_\delta \approx \text{const}$ и нагрузочный момент $M_{ст}$, развиваемый рабочей машиной, увеличивается. Тогда $M < M_{ст}$, возникает $M_{дин} < 0$ [см. выражение (10-2)] и n начинает уменьшаться. Но при этом будет уменьшаться также E_a; ток I_a [см. выражение (10-5)] и момент M [см. выражение (10-8)] начнут увеличиваться, причем это будет происходить до тех пор, пока снова не наступит равновесие моментов $M = M_{ст}$. Аналогичным образом изменяется также режим, если $M_{ст}$ уменьшится, причем в этом случае n и E_a начнут увеличиваться, а I_a и M — уменьшаться до тех пор, пока снова будет $M = M_{ст}$ и $M_{дин} = 0$.

Допустим теперь, что с помощью реостата $R_{р.в}$ (см. рис. 10-2) уменьшен ток $i_в$. При этом Φ_δ будет уменьшаться, однако вследствие механической инерции ротора скорость n в первый момент не изменится. Тогда, согласно выражению (10-6), E_a уменьшится, а вследствие этого I_a и M возрастут [см. выражения (10-5) и (10-8)]. При этом будет $M > M_{ст}$, в соответствии с равенством (10-2) $M_{дин} >$

>0, и скорость n начнет увеличиваться. Это вызовет, согласно тем же соотношениям, увеличение E_a и уменьшение I_a и M до тех пор, пока снова не наступит равновесие моментов $M = M_{ст}$ и $M_{дин} = 0$ (рис. 10-5). При увеличении $i_в$ явления развиваются в обратном направлении. Необходимо отметить, что резких изменений $i_в$ при регулировании допускать нельзя, так как U и E_a [см. выражение (10-5)] являются близкими по значению и небольшое изменение Φ_δ и E_a ведет к большим изменениям I_a и M.

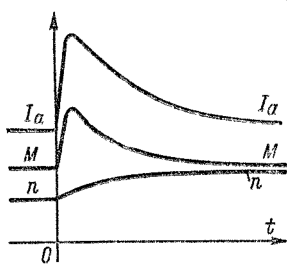


Рис. 10-5. Переход двигателя параллельного возбуждения к новому режиму работы при уменьшении потока

Аналогичным образом происходит переход к новому режиму при изменении других внешних условий (например, введение сопротивления в цепь якоря и т. д.), а также в двигателях с другими способами возбуждения.

Из изложенного следует, что поведение двигателя при установившемся режиме работы и переходах к новому режиму работы всецело определяется уравнениями равновесия моментов (10-2) и напряжения цепи якоря (10-4).

§ 10-4. Двигатели параллельного возбуждения

Естественные скоростная и механическая характеристики. Рассмотрим более подробно характеристики двигателя параллельного возбуждения, которые определяют его рабочие свойства.

Скоростная и механическая характеристики двигателя определяются равенствами (10-7) и (10-9) при $U = \text{const}$ и $i_в = \text{const}$. При отсутствии дополнительного сопротивления в цепи якоря эти характеристики называются естественными.

Если щетки находятся на геометрической нейтрали, при увеличении I_a поток Φ_δ несколько уменьшится вследствие действия поперечной реакции якоря. В результате этого скорость n, согласно выражению (10-7), будет стремиться возрасти. С другой стороны, падение напряжения $R_a I_a$ вызывает уменьшение скорости. Таким образом, возможны три вида скоростной характеристики, изображенные на рис. 10-6: *1* — при преобладании влияния $R_a I_a$; *2* — при взаимной компенсации влияния $R_a I_a$ и уменьшения Φ_δ; *3* — при преобладании влияния уменьшения Φ_δ.

Ввиду того что изменение Φ_δ относительно мало, механические характеристики $n = f(M)$ двигателя параллельного возбуждения, определяемые равенством (10-9), при $U = \text{const}$ и $i_в = \text{const}$ совпадают по виду с характеристиками $n = f(I_a)$ (рис. 10-6). По этой же причине эти характеристики практически прямолинейны.

Характеристики вида *3* (рис. 10-6) неприемлемы по условиям устойчивости работы (см. § 10-3). Поэтому двигатели параллельного возбуждения изготовляются со слегка падающими характеристиками вида *1* (рис. 10-6). В современных высокоиспользованных машинах ввиду довольно сильного насыщения зубцов якоря влияние поперечной реакции якоря может быть настолько большим, что получить характеристику вида *1* (рис. 10-6) невозможно. Тогда для получения такой характеристики на полюсах помещают слабую последовательную обмотку возбуждения согласного включения, н. с. которой составляет до 10% от н. с. параллельной обмотки возбуждения. При этом уменьшение Φ_δ под воздействием поперечной реакции якоря частично или полностью компенсируется. Такую последовательную обмотку возбуждения называют стабилизирующей, а двигатель с такой обмоткой по-прежнему называется двигателем параллельного возбуждения.

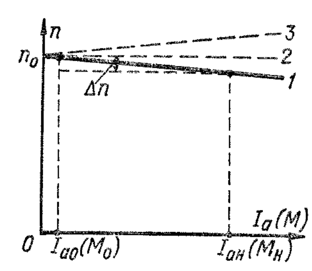


Рис. 10-6. Виды естественных скоростных и механических характеристик двигателя параллельного возбуждения

Изменение скорости вращения Δn (рис. 10-6) при переходе от холостого хода ($I_a = I_{a0}$) к номинальной нагрузке ($I_a = I_{aн}$) у двигателя параллельного возбуждения при работе на естественной характеристике мало и составляет 2—8% от $n_н$. Такие слабо падающие характеристики называются жесткими. Двигатели параллельного возбуждения с жесткими характеристиками применяются в установках, в которых требуется, чтобы скорость вращения при изменении нагрузки сохранялась приблизительно постоянной (металлорежущие станки и пр.).

Рис. 10-7. Механические и скоростные характеристики двигателя параллельного возбуждения при разных потоках возбуждения

Регулирование скорости посредством ослабления магнитного потока производится обычно с помощью реостата в цепи возбуждения $R_{р.в}$ (см. рис. 9-1, *б*; 10-2). При отсутствии добавочного сопротивления в цепи якоря ($R_{рa} = 0$) и $U = \text{const}$ характеристики $n = f(I_a)$ и $n = f(M)$, определяемые равенствами (10-7) и (10-9), для разных значений $R_{р.в}$, $i_в$ или Φ_δ имеют вид, показанный на рис. 10-7. Все характеристики $n = f(I_a)$ сходятся на оси абсцисс ($n = 0$) в общей точке при весьма большом токе I_a, который, согласно вы-

ражению (10-5), равен

$$I_a = U/R_a.$$

Однако механические характеристики $n = f(M)$ пересекают ось абсцисс в разных точках.

Нижняя характеристика на рис. 10-7 соответствует номинальному потоку. Значения n при установившемся режиме работы соответствуют точкам пересечения рассматриваемых характеристик с кривой $M_{ст} = f(n)$ для рабочей машины, соединенной с двигателем (жирная штриховая линия на рис. 10-7).

Точка холостого хода двигателя ($M = M_0$, $I_a = I_{a0}$) лежит несколько правее оси ординат на рис. 10-7. С увеличением скорости вращения n вследствие увеличения механических потерь M_0 и I_{a0} также увеличиваются (тонкая штриховая линия на рис. 10-7).

Если в этом режиме с помощью приложенного извне момента вращения начать увеличивать скорость вращения n, то E_a [см. выражение (10-6)] будет увеличиваться, а I_a и M будут, согласно равенствам (10-5) и (10-8), уменьшаться. При $I_a = 0$ и $M = 0$ механические и магнитные потери двигателя покрываются за счет подводимой к валу механической мощности, а при дальнейшем увеличении скорости I_a и M изменят знак и двигатель перейдет в генераторный режим работы (участки характеристик на рис. 10-7 левее оси ординат).

Двигатели общего применения допускают по условиям коммутации регулирование скорости ослаблением поля в пределах 1 : 2. Изготовляются также двигатели с регулированием скорости таким способом в пределах до 1 : 5 или даже 1 : 8, но в этом случае для ограничения максимального напряжения между коллекторными пластинами (см. § 5-3) необходимо увеличить воздушный зазор, регулировать поток по отдельным группам полюсов (см. § 10-3) или применить компенсационную обмотку. Стоимость двигателя при этом увеличивается.

Регулирование скорости сопротивлением в цепи якоря, искусственные механическая и скоростная характеристики. Если последовательно в цепь якоря включить добавочное сопротивление R_{pa} (рис. 10-8, *а*), то вместо выражений (10-7) и (10-9) получим

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa}) I_a}{c_e \Phi_\delta}; \qquad (10\text{-}16)$$

$$n = \frac{U}{c_e \Phi_\delta} - \frac{(R_a + R_{pa}) M}{c_e c_м \Phi_\delta^2}. \qquad (10\text{-}17)$$

Сопротивление R_{pa} может быть регулируемым и должно быть рассчитано на длительную работу. Цепь возбуждения должна быть включена на напряжение сети.

Характеристики $n = f(M)$ и $n = f(I_a)$ для различных значений R_{pa} = const при U = const и $i_в$ = const изображены на рис. 10-8, *б* ($R_{pa1} < R_{pa2} < R_{pa3}$). Верхняя характеристика ($R_{pa} = 0$) является естественной. Каждая из характеристик пересекает ось абсцисс ($n = 0$) в точке, для которой

$$I_a = \frac{U}{R_a + R_{pa}} \quad \text{и} \quad M = \frac{c_м \Phi_\delta U}{R_a + R_{pa}}.$$

Продолжения этих характеристик под осью абсцисс на рис. 10-8 соответствуют торможению двигателя противовключением. В этом

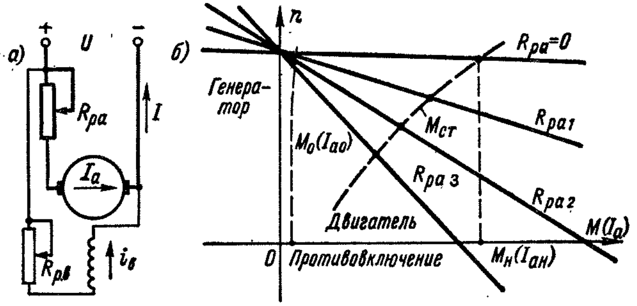


Рис. 10-8. Схема регулирования скорости вращения двигателя параллельного возбуждения с помощью сопротивления в цепи якоря (*а*) и соответствующие механические и скоростные характеристики (*б*)

случае $n < 0$, э. д. с. E_a имеет противоположный знак и складывается с напряжением сети U, вследствие чего

$$I_a = \frac{U + E_a}{R_a + R_{pa}},$$

а момент двигателя M действует против направления вращения и является поэтому тормозящим.

Если в режиме холостого хода ($I_a = I_{a0}$) с помощью приложенного извне момента вращения начать увеличивать скорость вращения, то сначала достигается режим $I_a = 0$, а затем I_a изменит направление и машина перейдет в режим генератора (участки характеристик на рис. 10-8, *б* слева от оси ординат).

Как видно из рис. 10-8, *б*, при включении R_{pa} характеристики становятся менее жесткими, а при больших значениях R_{pa} — круто падающими, или мягкими.

Если кривая момента сопротивления $M_{ст} = f(n)$ имеет вид, изображенный на рис. 10-8, *б* жирной штриховой линией, то значения n при установившемся режиме работы для каждого значения R_{pa} определяются точками пересечения соответствующих кривых. Чем больше R_{pa}, тем меньше n и ниже к. п. д.

Регулирование скорости посредством изменения напряжения якоря может осуществляться с помощью агрегата «генератор — двигатель» (Г — Д), называемого также агрегатом Леонарда (рис. 10-9). В этом случае первичный двигатель *ПД* (переменного тока, внутреннего сгорания и т. п.) вращает с постоянной скоростью генератор постоянного тока *Г*. Якорь генератора непосредственно приключен к якорю двигателя постоянного тока *Д*, который служит приводом рабочей машины *РМ*. Обмотки возбуждения генератора *ОВГ* и двигателя *ОВД* питаются от независимого источника — сети постоянного тока (рис. 10-9) или от возбудителей (небольших генераторов постоянного тока) на валу первичного двигателя *ПД*. Регу-

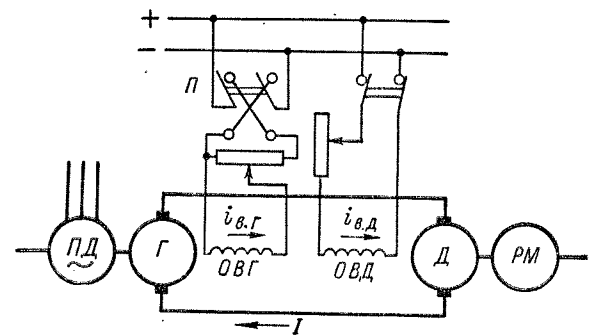


Рис. 10-9. Схема агрегата «генератор — двигатель» для регулирования скорости двигателя независимого возбуждения

лирование тока возбуждения генератора $i_{в.г}$ должно производиться практически от нуля (на рис. 10-9 с помощью реостата, включенного по потенциометрической схеме). При необходимости реверсирования двигателя можно изменить полярность генератора (на рис. 10-9 с помощью переключателя *П*).

Пуск двигателя *Д* и регулирование его скорости осуществляют следующим образом. При максимальном $i_{в.д}$ и $i_{в.г} = 0$ производят пуск первичного двигателя *ПД*. Затем плавно увеличивают $i_{в.г}$, и при небольшом напряжении генератора U двигатель *Д* придет во вращение. Регулируя, далее, U в пределах до $U = U_н$, можно получить любые скорости вращения двигателя до $n = n_н$. Дальнейшее увеличение n возможно путем уменьшения $i_{в.д}$. Для реверсирования двигателя уменьшают $i_{в.г}$ до нуля, переключают *ОВГ* и снова увеличивают $i_{в.г}$ от значения $i_{в.г} = 0$.

Когда рабочая машина создает резко пульсирующую нагрузку (например, некоторые прокатные станы) и нежелательно, чтобы пики нагрузки полностью передавались первичному двигателю или в сеть переменного тока, двигатель *Д* можно снабдить маховиком (агрегат Г—Д—М, или агрегат Леонарда — Ильгнера). В этом случае при понижении n во время пика нагрузки часть этой нагрузки покрывается за счет кинетической энергии маховика. Эффективность действия маховика будет больше при более мягкой характеристике двигателя *ПД* или *Д*.

В последнее время все чаще двигатель *ПД* и генератор *Г* заменяют ртутным или полупроводниковым выпрямителем с регулируемым напряжением. В этом случае рассматриваемый агрегат называют также в е н т и л ь н ы м (и о н н ы м, т и р и с т о р н ы м) п р и в о д о м.

Рассмотренные агрегаты используются при необходимости регулирования скорости вращения двигателя с высоким к. п. д. в широких пределах — до 1 : 100 и более (крупные металлорежущие станки, прокатные станы и т. д.).

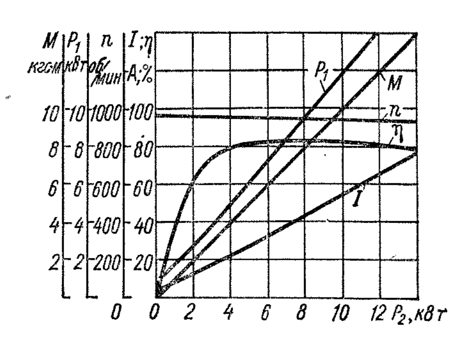


Рис. 10-10. Рабочие характеристики двигателя параллельного возбуждения $P_н = 10$ кВт, $U_н = 220$ В, $n_н = 950$ об/мин

Отметим, что изменение U с целью регулирования n по схеме рис. 9-1, *б* и 10-8, *а* не дает желаемых результатов, так как одновременно с изменением напряжения цепи якоря изменяется пропорционально U также ток возбуждения. Так как регулирование U можно производить только от значения $U = U_н$ вниз, то вскоре магнитная цепь окажется ненасыщенной, вследствие чего U и $i_в$ будут изменяться пропорционально друг другу. Согласно равенству (10-7), n при этом существенным образом не меняется.

В последнее время все больше распространяется так называемое и м п у л ь с н о е р е г у л и р о в а н и е двигателей постоянного тока. При этом цепь якоря двигателя питается от источника постоянного тока с постоянным напряжением через тиристоры, которые периодически, с частотой 1—3 кГц включаются и отключаются. Чтобы сгладить при этом кривую тока якоря, на его зажимах подключаются конденсаторы. Напряжение на зажимах якоря в этом случае практически постоянно и пропорционально отношению времени включения тиристоров ко времени продолжительности всего цикла. Таким образом, импульсный метод позволяет регулировать скорость вращения двигателя при его питании от источника с постоянным напряжением в широких пределах без реостата в цепи якоря и практически без дополнительных потерь. Таким

же образом, без пускового реостата и без дополнительных потерь, может производиться пуск двигателя.

Импульсный способ регулирования в экономическом отношении весьма выгоден для управления двигателями, работающими в режимах переменной скорости вращения с частыми пусками, например на электрифицированном транспорте.

Рабочие характеристики представляют собой зависимости потребляемой мощности P_1, потребляемого тока I, скорости n, момента M и к. п. д. η от полезной мощности P_2 при $U = \text{const}$ и неизменных положениях регулирующих реостатов. Рабочие характеристики двигателя параллельного возбуждения малой мощности при отсутствии добавочного сопротивления в цепи якоря представлены на рис. 10-10.

Одновременно с увеличением мощности на валу P_2 растет и момент на валу M. Поскольку с увеличением P_2 и M скорость n несколько уменьшается, то $M \sim P_2/n$ растет несколько быстрее P_2. Увеличение P_2 и M, естественно, сопровождается увеличением тока двигателя I. Пропорционально I растет также потребляемая из сети мощность P_1. При холостом ходе ($P_2 = 0$) к. п. д. $\eta = 0$, затем с увеличением P_2 сначала η быстро растет, но при больших нагрузках в связи с большим ростом потерь в цепи якоря η снова начинает уменьшаться.

§ 10-5. Двигатели последовательного возбуждения

Естественные скоростная и механическая характеристики, область применения. В двигателях последовательного возбуждения ток якоря одновременно является также током возбуждения: $i_в = I_a = I$. Поэтому поток Φ_δ изменяется в широких пределах и можно написать, что

$$\Phi_\delta = k_\Phi I. \tag{10-18}$$

Коэффициент пропорциональности k_Φ в значительном диапазоне нагрузок, при $I < I_н$, является практически постоянным, и лишь при $I > (0{,}8 \div 0{,}9)\, I_н$ вследствие насыщения магнитной цепи k_Φ начинает несколько уменьшаться.

При использовании соотношения (10-18) для двигателя последовательного возбуждения вместо выражений (10-7), (10-9) и (10-8) получим

$$n = \frac{U - R_a I}{c_e k_\Phi I} = \frac{U}{c_e k_\Phi I} - \frac{R_a}{c_e k_\Phi}; \tag{10-19}$$

$$n = \frac{\sqrt{c_м}\, U}{c_e \sqrt{k_\Phi} \sqrt{M}} - \frac{R_a}{c_e k_\Phi}; \tag{10-20}$$

$$M = c_м k_\Phi I^2 = \frac{c_м \Phi_\delta^2}{k_\Phi}. \tag{10-21}$$

Скоростная характеристика двигателя [см. выражение (10-19)], представленная на рис. 10-11, является мягкой и имеет гиперболический характер. При $k_\Phi = \text{const}$ вид кривой $n = f(I)$ показан штриховой линией. При малых I скорость двигателя становится недопустимо большой. Поэтому работа двигателей последовательного возбуждения, за исключением самых маленьких, на холостом ходу не допускается, а использование ременной передачи неприемлемо. Обычно минимально допустимая нагрузка $P_2 = (0{,}2 \div 0{,}25)\, P_н$.

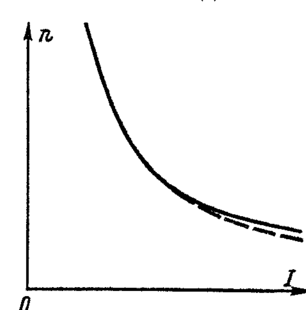


Рис. 10-11. Естественная скоростная характеристика двигателя последовательного возбуждения

Естественная механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения $n = f(M)$ в соответствии с соотношением (10-20) показана на рис. 10-13 (кривая *1*).

Поскольку у двигателей параллельного возбуждения $M \sim I$, а у двигателей последовательного возбуждения приблизительно $M \sim I^2$ и при пуске допускается $I = (1{,}5 \div 2{,}0)\, I_н$, то двигатели последовательного возбуждения развивают значительно больший пусковой момент по сравнению с двигателями параллельного возбуждения. Кроме того, у двигателей параллельного возбуждения $n \approx \text{const}$, а у двигателей последовательного возбуждения, согласно выражениям (10-19) и (10-20), приблизительно (при $R_a = 0$)

$$n \sim U/I \sim U/\sqrt{M}.$$

Поэтому у двигателей параллельного возбуждения

$$P_2 = \Omega M = 2\pi n M \sim M,$$

а у двигателей последовательного возбуждения

$$P_2 = 2\pi n M \sim \sqrt{M}.$$

Таким образом, у двигателей последовательного возбуждения при изменении момента нагрузки $M_{ст} = M$ в широких пределах мощность изменяется в меньших пределах, чем у двигателей параллельного возбуждения.

Поэтому для двигателей последовательного возбуждения менее опасны перегрузки по моменту. В связи с этим двигатели последовательного возбуждения имеют существенные преимущества в случае тяжелых условий пуска и изменения момента нагрузки в широких пределах. Они широко применяются для

электрической тяги (трамвай, метро, троллейбусы, электровозы и тепловозы на железных дорогах) и в подъемно-транспортных установках.

Отметим, что при повышении скорости вращения двигатель последовательного возбуждения в режим генератора не переходит. На рис. 10-11 это очевидно из того, что характеристика $n = f(I)$ не пересекает оси ординат. Физически это объясняется тем, что при переходе в режим генератора, при заданном направлении вращения и заданной полярности напряжения, направление тока должно изменяться на обратное, а направление э. д. с. E_a и полярность полюсов должны сохраняться неизменными, однако последнее при изменении направления тока в обмотке возбуждения невозможно. Поэтому для перевода двигателя последовательного возбуждения в режим генератора необходимо переключить концы обмотки возбуждения.

Рис. 10-12. Схемы регулирования скорости вращения двигателя последовательного возбуждения посредством шунтирования обмотки возбуждения (*а*), шунтирования якоря (*б*) и включения сопротивления в цепь якоря (*в*)

Регулирование скорости посредством ослабления поля. Регулирование n посредством ослабления поля производится либо путем шунтирования обмотки возбуждения некоторым сопротивлением $R_{ш.в}$ (рис. 10-12, *а*), либо уменьшением числа включенных в работу витков обмотки возбуждения. В последнем случае должны быть предусмотрены соответствующие выводы из обмотки возбуждения.

Так как сопротивление обмотки возбуждения $R_в$ и падение напряжения на нем малы, то $R_{ш.в}$ также должно быть мало. Потери в сопротивлении $R_{ш.в}$ поэтому малы, а суммарные потери на возбуждение при шунтировании даже уменьшаются. Вследствие этого к. п. д. двигателя остается высоким, и такой способ регулирования широко применяется на практике.

При шунтировании обмотки возбуждения ток возбуждения со значения I уменьшается до

$$I_в = \frac{R_{ш.в}}{R_в + R_{ш.в}} I$$

и скорость n соответственно увеличивается. Выражения для скоростной и механических характеристик при этом получим, если

в равенствах (10-19) и (10-20) заменим $k_Ф$ на $k_Ф k_{о.в}$, где

$$k_{о.в} = \frac{R_{ш.в}}{R_в + R_{ш.в}} \qquad (10\text{-}22)$$

представляет собой коэффициент ослабления возбуждения. При регулировании скорости изменением числа витков обмотки возбуждения

$$k_{о.в} = w_{в.раб}/w_{в.полн}. \qquad (10\text{-}23)$$

На рис. 10-13 показаны (кривые *1*, *2*, *3*) характеристики $n = f(M)$ для этого случая регулирования скорости при нескольких значениях $k_{о.в}$ (значению $k_{о.в} = 1$ соответствует естественная характеристика *1*, $k_{о.в} = 0{,}6$ — кривая *2* и $k_{о.в} = 0{,}3$ — кривая *3*). Характеристики даны в относительных единицах и соответствуют случаю, когда $k_Ф$ = const и $R_{a*} = 0{,}1$.

Регулирование скорости путем шунтирования якоря. При шунтировании якоря (рис. 10-12, *б*) ток и поток возбуждения возрастают, а скорость уменьшается. Так как падение напряжения $R_в I$ мало и поэтому можно принять $R_в \approx 0$, то сопротивление $R_{ша}$ практически находится под полным напряжением сети, его значение должно быть значительным, потери в нем будут велики и к. п. д. сильно уменьшится.

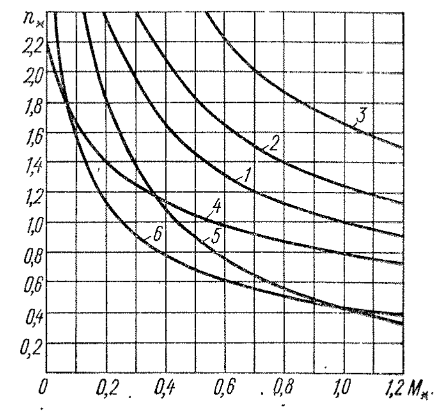


Рис. 10-13. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения при разных способах регулирования скорости вращения

Кроме того, шунтирование якоря эффективно только тогда, когда магнитная цепь не насыщена. В связи с этим шунтирование якоря на практике используется редко.

На рис. 10-13 кривая *4* представляет собой характеристику $n = f(M)$ при

$$I_{ша} \approx U/R_{ша} = 0{,}5 I_н.$$

Регулирование скорости включением сопротивления в цепь якоря (рис. 10-12, *в*). Этот способ позволяет регулировать n вниз от номинального значения. Так как одновременно при этом значительно снижается к. п. д., то такой способ регулирования находит ограниченное применение.

Выражения для скоростной и механической характеристик в этом случае получим, если в равенствах (10-19) и (10-20) заменим R_a на $R_a + R_{pa}$. Характеристика $n = f(M)$ для такого способа регулирования скорости при $R_{pa*} = 0{,}5$ изображена на рис. 10-13 в виде кривой 5.

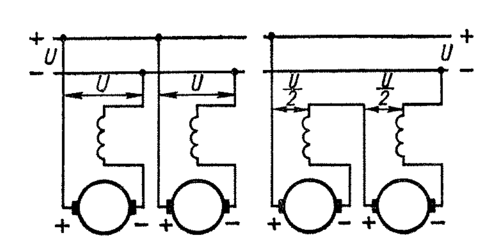


Рис. 10-14. Параллельное и последовательное включение двигателей последовательного возбуждения для изменения скорости вращения

Регулирование скорости изменением напряжения. Этим способом можно регулировать n вниз от номинального значения с сохранением высокого к. п. д. Рассматриваемый способ регулирования широко применяется в транспортных установках, где на каждой ведущей оси устанавливается отдельный двигатель и регулирование осуществляется путем переключения двигателей с параллельного включения в сеть на последовательное (рис. 10-14). На рис. 10-13 кривая 6 представляет собой характеристику $n = f(M)$ для этого случая при $U = 0{,}5U_н$.

§ 10-6. Двигатели смешанного возбуждения

При встречном включении последовательной обмотки возбуждения двигателя смешанного возбуждения поток Φ_δ с увеличением нагрузки будет уменьшаться. Вследствие этого характеристики $n = f(I)$ и $n = f(M)$ будут иметь характер кривой 3 на рис. 10-6. Так как работа при этом обычно неустойчива, то двигатели с встречным включением последовательной обмотки возбуждения не применяются.

При согласном включении последовательной обмотки возбуждения поток Φ_δ с увеличением нагрузки возрастает. Поэтому такой двигатель смешанного возбуждения имеет более мягкую механическую характеристику по сравнению с двигателем параллельного возбуждения, но более жесткую по сравнению с двигателем последовательного возбуждения (рис. 10-15). В зависимости от назначения двигателя доля последовательной обмотки в создании полной н. с. возбуждения может меняться в широких пределах.

Скорость вращения двигателей смешанного возбуждения обычно регулируется так же, как и в двигателях параллельного возбуждения, хотя в принципе можно использовать также способы, применяемые в двигателях последовательного возбуждения.

Двигатели смешанного возбуждения применяются в условиях, когда требуется большой пусковой момент, быстрое ускорение при

пуске и допустимы значительные изменения скорости вращения при изменении нагрузки. Эти двигатели используются также в случаях, когда момент нагрузки изменяется в широких пределах, так как при этом мощность двигателя снижается, как и у двигателя с последовательным возбуждением. В связи с этим двигатели смешанного возбуждения применяются для привода на постоянном токе компрессоров, строгальных станков, печатных машин, прокатных станов, подъемников и т. д. В последнее время двигатели смешанного возбуждения используются также для электрической тяги, так как при этом легче, чем в случае применения двигателей последовательного возбуждения, осуществляется торможение подвижных составов с возвращением энергии в контактную сеть постоянного тока путем перевода машины в генераторный режим работы.

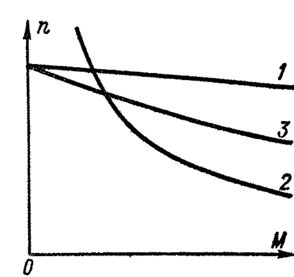


Рис. 10-15. Естественные механические характеристики двигателей параллельного (1), последовательного (2) и смешанного возбуждения с согласным включением последовательной обмотки (3)

§ 10-7. Нормальные машины постоянного тока, изготовляемые электромашиностроительными заводами СССР

Народное хозяйство СССР предъявляет большой спрос на генераторы и двигатели постоянного тока нормальной конструкции, рассмотренные в предыдущей и настоящей главах. Больше всего требуется машин малой мощности (до 20—30 кВт). Такие машины изготовляются по способу массового или поточного производства. Более мощные машины выпускаются крупносерийно или мелкосерийно. Самые крупные машины, мощностью в тысячи киловатт, изготовляются обычно способом индивидуального производства, т. е. каждая машина с определенными техническими данными выпускается в небольшом количестве.

Машины массового и серийного производства проектируются в виде серий, охватывающих определенный диапазон мощностей, скоростей вращения и напряжений. Машины данной серии характеризуются общностью конструктивных решений, технологии производства, применяемых материалов и т. д. В пределах серии стремятся к возможно более широкой унификации узлов и деталей машин. Это позволяет повысить производительность труда и удешевить производство машин. Кроме основного исполнения машин, в данной серии могут предусматриваться также определенные модификации: по степени защиты от воздействия внешней среды

(см. § 8-5), по способу крепления машин (на лапах, фланцевые) и т. д. Отдельным заводам обычно поручают изготовление машин определенных участков серии. Время от времени, по мере совершенствования способов производства, появления материалов повышенного качества, возникновения новых потребностей народного хозяйства, производится усовершенствование или модернизация данной серии машин либо разрабатывается новая серия машин с повышенными технико-экономическими показателями, заменяющая старую.

В настоящее время электромашиностроительные заводы СССР изготовляют машины постоянного тока ряда серий. Основной из них является единая серия нормальных машин постоянного тока, имеющая обозначение П и заменившая ряд более узких старых серий машины.

Основная часть серии П охватывает генераторы и двигатели с номинальной мощностью 0,3—200 кВт при $n = 1500$ об/мин. При других скоростях вращения номинальные мощности машин соответственно изменяются. Эта часть серии разбита на 11 габаритов (размеров). Машины каждого габарита имеют определенный диаметр якоря D_a, а именно:

Номер габарита	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
D_a, мм	83	106	120	138	162	195	210	245	294	327	368

Каждый габарит включает в себя машины с двумя различными длинами сердечника якоря. Это позволяет использовать технологическую оснастку данного габарита (штампы якоря и полюсов и пр.) и различные детали (щиты, подшипниковые узлы и пр.) для изготовления машин разной мощности при одинаковой скорости вращения. Тип П81, например, обозначает машину серии П, 8-го габарита, с более коротким якорем, а П82 — с более длинным якорем.

Основное исполнение машин серии П одиннадцати габаритов — брызгозащищенное. Предусмотрена также модификация с закрытым исполнением. Все машины изготовляются без компенсационной обмотки, двигатели имеют легкую последовательную стабилизирующую обмотку возбуждения, генераторы имеют смешанное возбуждение. Напряжение двигателей 110 или 220 В (верхний, более мощный участок серии, — только 220 В). Напряжение генераторов 115 или 230 В (верхний участок — только 230 В). Предусмотрено также изготовление генераторов для зарядки аккумуляторных батарей с $U_н = 135$ В и $U_н = 270$ В, с регулированием напряжения

в пределах 110—160 В и 220—320 В. Генераторы выпускаются с номинальными скоростями вращения 1450 и 2850 об/мин, а двигатели основного исполнения — с номинальными скоростями вращения (при полном возбуждении) 600, 750, 1000, 1500 и 3000 об/мин. Коллекторы машин 1—6-го габаритов выполняются на пластмассе.

Поскольку в каждом габарите имеются машины с двумя длинами сердечника якоря и машины одного габарита и одной длины изготовляются на ряд скоростей вращения, число разновидностей машин получается достаточно большим.

Все машины с данным условным обозначением (например, П72) имеют одинаковые размеры и изготовляются из одинаковых деталей (за исключением обмоток). В табл. 10-1 для иллюстрации показателей серии приведены некоторые данные по двигателям с $n_н = 1500$ об/мин. Двигатели того же условного обозначения, но с меньшей скоростью $n_н$, имеют меньшую мощность $P_н$ и несколько меньший к. п. д., а двигатели с большей скоростью $n_н$ — наоборот. Мощность и к. п. д. генераторов с $n_н = 1450$ об/мин примерно такие же, как у двигателей с $n_н = 1500$ об/мин.

Таблица 10-1

Технические данные двигателей серии П брызгозащищенного исполнения при $U_н = 220$ В и $n_н = 1500$ об/мин

Тип	$P_н$, кВт	$\eta_н$, %	Масса, кг	Тип	$P_н$, кВт	η, %	Масса, кг
П11	0,30	65,0	18	П62	14	86,5	195
П12	0,45	70,5	23	П71	19	84,5	260
П21	0,7	73,5	35	П72	25	86,0	300
П22	1,0	77,0	41	П81	32	86,0	340
П31	1,5	78,5	53	П82	42	88,0	405
П32	2,2	83,5	62	П91	55	87,0	560
П41	3,2	79,0	72	П92	75	89,5	660
П42	4,5	80,5	88	П101	100	89,5	830
П51	6	82,5	105	П102	125	90,0	950
П52	8	84,5	127	П111	160	90,0	1150
П61	11	84,0	163	П112	200	91,0	1340

Серия П (1—11-й габариты) имеет также модификацию двигателей с широкими диапазонами регулирования скорости вращения путем ослабления поля: 1 : 2,25; 1 : 3; 1 : 4; 1 : 6 и 1 : 8. Номинальные (наименьшие для данного двигателя) скорости вращения при этом находятся в пределах 200—1500 об/мин. Максимальные скорости вращения составляют 3000—3450 об/мин.

Для двигателей с диапазонами регулирования скорости вращения 1 : 6 и 1 : 8 предусмотрено раздельное питание катушек обмотки возбуждения с целью независимого регулирования потоков отдельных полюсов (см. § 10-3).

Серия машин постоянного тока П включает в себя и более мощные машины. Этот участок серии охватывает габариты от 12-го до 17-го; в каждом габарите также имеются две длины якоря. Двигатели этого участка изготовляются на $U_н = 220$, 330, 440 и 660 В, на мощности от 55 кВт при $n_н = 300$ об/мин до 1400 кВт при 1000 об/мин. Все двигатели имеют компенсационную обмотку и могут быть использованы для привода вентиляторов, насосов, мелких и средних прокатных станов и т. д. Изготовляются также генераторы каждого типоразмера.

В настоящее время электромашиностроительными заводами СССР осваивается производство новой единой серии машин постоянного тока 2П со значительно улучшенными по сравнению с серией П технико-экономическими показателями. В соответствии с требованиями Международной электротехнической комиссии (МЭК) габариты машин серии 2П определяются высотами осей вращения вала над поверхностью установки — централями. Согласно решениям МЭК-72, нормализован ряд централей от 63 до 1000 мм. В каждой централи могут выполняться машины с тремя длинами якорей: L (длинная), M (средняя), S (короткая). Тем самым типоразмеры новой серии обозначаются как, например, 2П-160L или 2П-400S и т. п. Серия 2П широко модифицирована по скоростям вращения, напряжениям, пределам регулирования скорости вращения и формам исполнения. Одним из требований, предъявляемых к двигателям серии 2П, является возможность их работы от управляемых выпрямителей без снижения номинальных мощностей.

Машины постоянного тока строятся обычно с напряжением на коллекторе не более $U_н = 1500$ В (тяговые двигатели магистральных электровозов постоянного тока). Однако чаще всего машины постоянного тока выпускаются на напряжения до 750—900 В, так как с увеличением напряжения условия работы коллектора и щеток усложняются и машина удорожается.

В некоторых случаях крупные машины выпускаются с двумя якорями на одном валу.

Выводы обмоток машины постоянного тока по ГОСТ 183—74 обозначаются следующим образом: Я1—Я2—якорь, К1—К2—компенсационная обмотка, Д1—Д2—обмотка добавочных полюсов, С1—С2—последовательная (сериесная) обмотка возбуждения, Ш1—Ш2 — параллельная (шунтовая) обмотка возбуждения.

Более подробные данные о сериях электрических машин приводятся в специальных каталогах.

Глава одиннадцатая

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 11-1. Специальные типы генераторов и преобразователей постоянного тока

Во многих случаях к машинам постоянного тока предъявляются такие требования, которым машины нормальной конструкции не удовлетворяют. Это привело к созданию ряда специальных типов машин постоянного тока. В данной главе кратко рассматриваются некоторые типы подобных машин, которые получили распространение на практике или имеют перспективы такого распространения.

Генератор с тремя обмотками возбуждения. В ряде случаев требуется, чтобы внешняя характеристика генератора имела вид, изображенный на рис. 11-1, *а*. При характеристике этого вида в широком диапазоне изменения напряжения U ток I изменяется мало и близок к току короткого замыкания $I_к$. Такая круто падающая внешняя характеристика желательна, например, в случае электрической дуговой сварки, так как при этом ток в дуге мало зависит от ее длины и короткое замыкание (соприкосновение электрода со свариваемым изделием) неопасно. Генераторы с такой характеристикой целесообразно использовать также для питания по схеме Г—Д электродвигателя механизма, работающего на упор, например экскаватора. В этом случае при застревании и остановке механизма ток и момент двигателя будут ограничены, в результате чего исключается возможность повреждения механизма или машины.

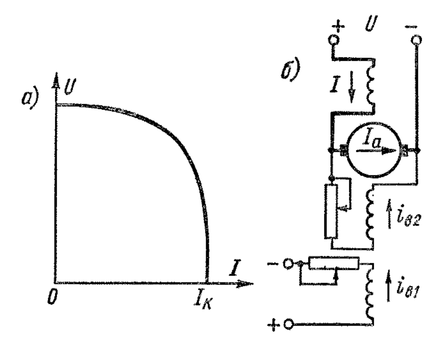


Рис. 11-1. Внешняя характеристика (*а*) и схема (*б*) генератора с тремя обмотками возбуждения

Характеристику вида рис. 11-1, *а* можно получить в генераторе с тремя обмотками возбуждения: 1) независимой, 2) параллельной и 3) последовательной (рис. 11-1, *б*), н. с. которой направлена навстречу н. с. $F_1 + F_2$ первых двух обмоток. Такие генераторы предложены инженером Ц. Кремером в 1909 г.

Генераторы с тремя обмотками возбуждения в настоящее время применяются в мощных экскаваторах с электрическим приводом, на тепловозах для питания тяговых двигателей, а также в ряде других случаев.

Генераторы с расщепленными полюсами также имеют круто падающую внешнюю характеристику. На рис. 11-2 изображен сварочный двухполюсный генератор, в котором каждый из полюсов N и S расщеплен на две части: с сердечниками нормального и уменьшенного сечения. Машина имеет две обмотки возбуждения, одна из которых расположена на широких сердечниках, а другая — на узких. Узкие сердечники насыщены сильно, а широкие — слабо.

Якорь генератора (рис. 11-2) можно разбить на четыре сектора. Секторы *аг* и *бв* создают н. с. реакции якоря, которая направлена по оси широких сердечников

полюсов и размагничивает их (см. рис. 11-2, где штриховые линии изображают магнитные линии потока реакции якоря). Поскольку эти сердечники слабо насыщены, то их поток с увеличением I_a значительно уменьшается, а при больших значениях I_a даже изменяет направление. Секторы *аб* и *гв* создают н. с. реакции якоря, которая направлена по оси узких сердечников и намагничивает их. Однако вследствие сильного насыщения этих сердечников поток в них остается практически постоянным. В результате суммарный поток сердечников полюсов $N — N$ и сердечников полюсов $S — S$ с увеличением I_a быстро уменьшается, вместе с тем резко падает также напряжение машины U, снимаемое с главных щеток *а* и *в*.

Напряжение между главной щеткой *в* и вспомогательной, или «третьей», щеткой *б* остается практически постоянным, так как индуктируется потоком узких полюсных сердечников, и используется для питания обмоток возбуждения. Ток обмоток широких сердечников регулируется сопротивлением $R_в$, и при разных положениях реостата получаются внешние характеристики, показанные на рис. 11-3.

В СССР с расщепленными полюсами изготовляются сварочные генераторы ПС с $U_н = 35$ В (напряжение холостого хода до 80 В) и на ток до 500 А. Генераторы имеют также добавочные полюсы, расположенные между сердечниками главных полюсов N и S.

Рис. 11-2. Сварочный генератор с расщепленными полюсами

Генераторы поперечного поля впервые были предложены немецким инженером Э. Розенбергом (1904 г.). В настоящее время они применяются главным образом для питания электрооборудования пассажирских вагонов железных дорог и работают параллельно с аккумуляторной батареей. Эти генераторы приводятся в движение от оси вагона и в широком диапазоне изменения n дают $U \approx$ const.

Устройство двухполюсного генератора поперечного поля схематически показано на рис. 11-4. Кроме щеток $1 — 1$, расположенных на геометрической нейтрали полюсов, машина имеет также щетки $2 — 2$, сдвинутые от первых на 90°. Щетки $1 — 1$ замкнуты накоротко, а щетки $2 — 2$ соединяются с выводными зажимами.

Поток возбуждения полюсов $Ф_в$ индуктирует э. д. с. E_1 в цепи короткозамкнутых щеток $1 — 1$, но не индуктирует э. д. с. в цепи щеток $2 — 2$. Ток

$$I_1 = E_1/R_a$$

создает поперечный поток реакции якоря $Ф_1$, замыкающийся через широкие наконечники полюсов. Этот поток индуктирует в цепи щеток $2 — 2$ э. д. с. E_2, которая вызывает в цепи нагрузки ток I_2. Одновременно ток I_2 создает н. с. реакции якоря F_2, направлен-

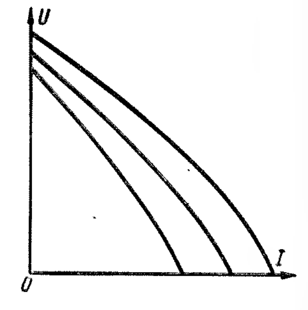


Рис. 11-3. Внешние характеристики генератора по схеме рис. 11-2

ную по продольной оси полюсов и уменьшающую поток возбуждения. Такое действие F_2 и обусловливает получение $U \approx$ const при изменении n. На якоре (рис. 11-4) во внешнем кольце показаны направления тока I_1, а во внутреннем — направления тока I_2. В проводниках одних секторов якоря существуют токи $I_1 + I_2$, а в проводниках других секторов — токи $I_1 — I_2$.

Зависимости I_1, I_2 и U_2 от n изображены на рис. 11-5. Генератор возбуждается от аккумуляторной батареи и с $n = 0$ до $n = n_1$ работает на холостом ходу ($I_2 = 0$). При этом I_1 и $U_2 = E_2$ растут пропорционально n. При $n = n_1$ напряжение $U_2 = E_2$ сравнивается с напряжением аккумуляторной батареи и автомат включает генератор на параллельную работу с батареей. С дальнейшим увеличением E_2 при $n > n_1$ возникает ток нагрузки I_2 и н. с. реакции якоря F_2. Под воздействием этой н. с. $Ф_в$ начинает уменьшаться, вследствие чего уменьшаются также E_1, I_1 и $Ф_1$. Однако э. д. с. $E_2 = c_e Ф_1 n$ на щетках $2—2$, а также напряжение $U_2 = E_2 — R_a I_2$ продолжают несколько расти. Начиная с некоторой скорости, U_2 и I_2 остаются практически постоянными.

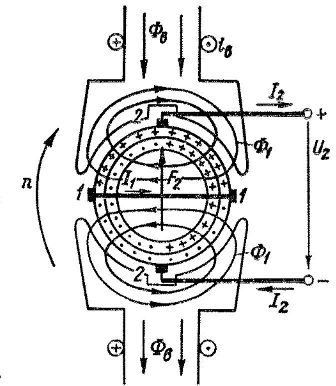


Рис. 11-4. Устройство генератора поперечного поля

Советский инженер Л. Рашковский предложил помещать на полюсах генератора поперечного поля последовательную обмотку возбуждения, которая включается в цепь тока I_2 и компенсирует основную часть н. с. реакции якоря от этого тока. Такая компенсационная обмотка позволяет облегчить обмотку возбуждения и уменьшить ее мощность, а также улучшить характеристики генератора.

Как нетрудно заметить, полярность генератора не зависит от направления вращения, что в случае параллельной работы с батареей является ценным свойством генератора.

Вагонные генераторы рассматриваемого типа строятся на напряжение $U_2 = 50$ В и на мощность до $P = 5$ кВт. Однако в последнее время вместо таких вагонных генераторов начинают применять генераторы переменного тока с полупроводниковыми выпрямителями, преимущество которых заключается в отсутствии коллектора.

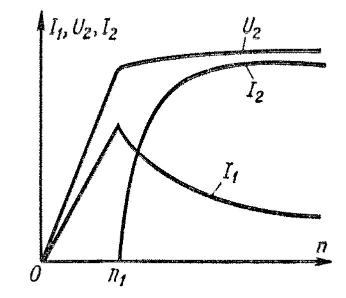


Рис. 11-5. Характеристики генератора поперечного поля

Электромашинные динамометры (менее удачные названия — балансирные машины или пендель-машины) служат для измерения вращающего момента двигателей внутреннего сгорания, а также электрических и других машин при их испытании. Электромашинный динамометр имеет две пары подшипников, на которые опираются якорь и индуктор (рис. 11-6). Индуктор может поэтому свободно поворачиваться в пределах некоторого угла, ограниченного неподвижными упорами. Машина может работать как генератором, так и двигателем. При этом на индуктор передаются те же моменты вращения, которые действуют на якорь (электромагнитный момент, момент от механических и магнитных потерь). Момент, действующий на индуктор и равный моменту, действующему на якорь, измеряется с помощью прикрепленного к индуктору рычага и специальных весов или гирь. Таким образом, определяется момент, действующий на вал динамометра. При этом возникает лишь небольшая погрешность, вызванная трением в одной паре

подшипников и силами, которые соответствуют части потерь на вентиляцию. Эту погрешность можно учесть отдельно.

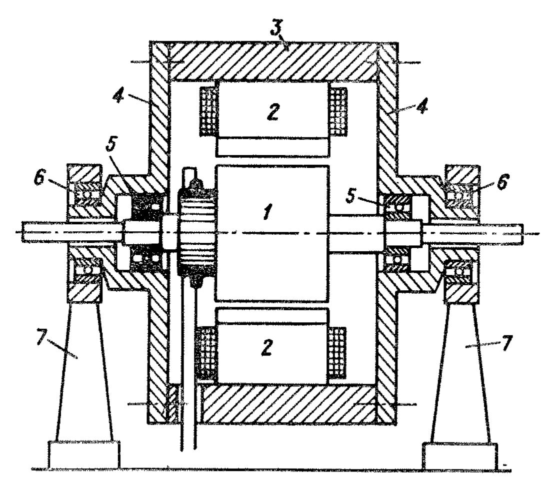


Рис. 11-6. Электромашинный динамометр

1 — якорь; *2* — полюсы; *3* — ярмо индуктора; *4* — подшипниковые щиты; *5* — подшипники «индуктор — якорь»; *6* — подшипники «индуктор — подшипниковые стояки»; *7* — подшипниковые стояки

В СССР строятся электромашинные динамометры постоянного тока серии МПБ мощностью до 800 кВт. Электромашинные динамометры можно также изготовить на базе любого типа машины переменного тока.

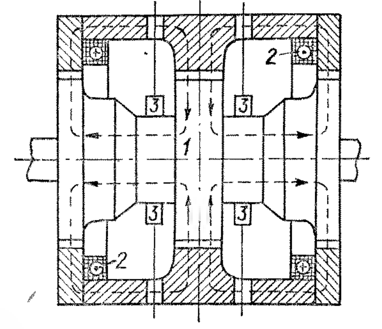
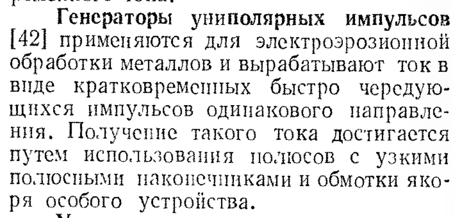


Рис. 11-7. Униполярный генератор



Генераторы униполярных импульсов [42] применяются для электроэрозионной обработки металлов и вырабатывают ток в виде кратковременных быстро чередующихся импульсов одинакового направления. Получение такого тока достигается путем использования полюсов с узкими полюсными наконечниками и обмотки якоря особого устройства.

Униполярные генераторы позволяют получать большой постоянный ток (до 500 кА) при низком напряжении (1—50 В).

Устройство одной из конструктивных разновидностей такого генератора показано на рис. 11-7. Массивный стальной ротор *1* вращается в магнитном поле, которое создается неподвижными кольцевыми катушками обмотки возбуждения *2*. Рабочий поток Ф в центральной, активной части машины имеет по всей окружности одинаковую полярность, откуда и происходит название машины. Обмоткой ротора является само массивное тело ротора. Э. д. с. $E = Blv$, индуктируемая в центральной, активной части ротора при его вращении в магнитном поле, также имеет по всей окружности одинаковое направление. Ток с ротора снимается с помощью неподвижных щеток *3*.

В униполярных генераторах возникают трудности отвода тока. При больших токах площадь щеточного контакта и число щеток очень велики. Щеточный аппарат получается громоздким, и в щеточном контакте возникают большие механические и электрические потери мощности.

В последнее время в связи с развитием специальных областей техники интерес к униполярным генераторам вновь возрос. При этом отвод тока с ротора начали осуществлять с помощью жидких металлов (ртуть, натрий, сплав натрия и калия). В связи с этим говорят о «жидкометаллических» щетках. В настоящее время построены униполярные генераторы мощностью до 1000 кВт.

§ 11-2. Исполнительные двигатели и тахогенераторы

Общие положения. Исполнительными двигателями называются двигатели, которые применяются в системах автоматического управления и регулирования различных автоматизированных установок и предназначены для преобразования электрического сигнала (напряжение управления), получаемого от какого-либо измерительного органа, в механическое перемещение (вращение) вала с целью воздействия на соответствующий регулирующий или управляющий аппарат. Если напряжение и мощность сигнала малы для управления исполнительным двигателем, то применяются промежуточные усилители мощности (магнитные, электронные, полупроводниковые).

Номинальная мощность исполнительных двигателей обычно составляет от долей ватта до нескольких киловатт. К этим двигателям предъявляются большие требования по точности работы и быстродействию. Обычно требуется, чтобы зависимости момента M и скорости вращения n от напряжения сигнала (управления) U_y были по возможности линейными.

Существует ряд разновидностей исполнительных двигателей постоянного и переменного тока. Ниже кратко рассматриваются исполнительные двигатели постоянного тока.

Исполнительные двигатели нормальной конструкции по своему устройству аналогичны нормальным машинам постоянного тока. При якорном управлении ток возбуждения $i_в = \text{const}$, а на якорь подается напряжение управления U_y. Характеристики $M = f(U_y)$ и $n = f(U_y)$ при этом получаются практически линейными. При полюсном управлении на якорь подается напряжение $U_a = \text{const}$, а напряжение управления U_y подается на обмотку возбуждения. При этом требуется меньшая мощность управления, однако характеристика $n = f(U_y)$ не будет линейной. Поэтому чаще применяется якорное управление.

Магнитоэлектрические машины. В связи с разработкой сплавов ални (Al—Ni), алнико (Al — Ni — Co), а также ряда других сплавов, обладающих высокими магнитными свойствами, стало возможным изготовление машин без обмотки возбуждения, с постоянными магнитами на индукторе. В частности, с постоянными магнитами изготовляются исполнительные двигатели с якорным управлением мощностью до 50—100 Вт.

С постоянными магнитами можно строить также генераторы и двигатели общего назначения мощностью до 5—10 кВт и выше. Такие машины получают сейчас все большее распространение.

Исполнительные двигатели с полым немагнитным якорем (рис. 11-8) вследствие малой инерции якоря обладают большим быстродействием. Полый якорь в виде стаканчика изготовляется из пластмассы, и на нем размещается и укрепляется якорная обмотка обычного типа, соединенная с коллектором. Внутренний неподвижный ферромагнитный сердечник (статор) при якорном управлении может быть массивным.

Из-за наличия большого немагнитного зазора между внешним и внутренним статорами требуется сильная обмотка возбуждения, габариты машины увеличи-

ваются, а к. п. д. уменьшается. Подобные двигатели выпускаются мощностью до 10—15 Вт.

Двигатели с печатной обмоткой якоря (рис. 11-9) также обладают малой инерцией. Якорь этого двигателя имеет вид тонкого диска из немагнитного материала (текстолит, стеклотекстолит и т. д.), на обеих сторонах которого расположены медные проводники обмотки якоря. Проводники выполняются путем гальванического травления листов медной фольги, наклеенных на диск якоря, либо гальваническим осаждением или переносом меди. Обмотка, изготовляемая таким способом, получила название печатной. Схема обмотки якоря обычная, двухслойная, причем проводники отдельных слоев расположены на разных сторонах диска и соединяются электрически между собой через отверстия в диске. Серебряно-

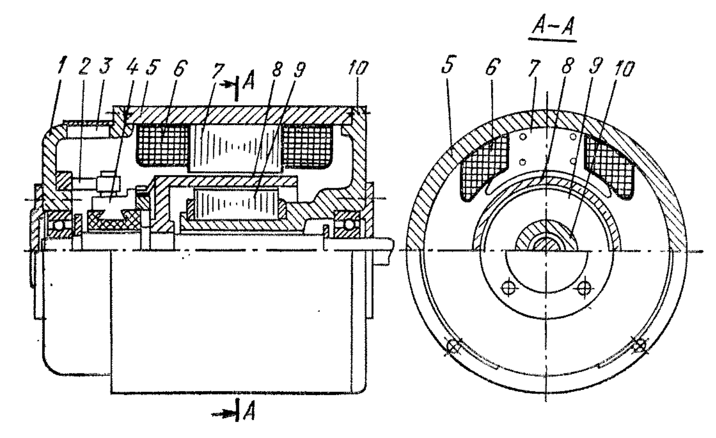


Рис. 11-8. Исполнительный двигатель постоянного тока с полым немагнитным якорем

1 — передний щит; 2 — щеткодержатель; 3 — крышка смотрового люка; 4 — коллектор; 5 — станина; 6 — обмотка возбуждения; 7 — полюс; 8 — полый якорь; 9 — внутренний статор; 10 — задний щит

графитные щетки скользят по неизолированной поверхности элементов обмотки якоря, как по коллектору.

Возбуждение осуществляется с помощью постоянных магнитов или обмотки возбуждения. Напряжение таких машин составляет 6—50 В. Ввиду хороших условий охлаждения допустимы большие плотности тока в обмотке якоря (до 30—40 А/мм² при продолжительном режиме работы). В случае необходимости быстрого торможения после снятия напряжения сигнала диск якоря изготовляется из алюминия.

Тахогенераторы представляют собой маломощные электрические генераторы (обычно до $P_н = 10 \div 50$ Вт), которые служат в системах автоматики для преобразования скорости вращения в электрический сигнал (напряжение $U_с$). От тахогенераторов требуется линейная зависимость $U_с = f(n)$ с точностью до 0,2—0,5%, а иногда с точностью до 0,01%. В маломощных тахогенераторах при $n = 1000$ об/мин напряжение $U_с = 3 \div 5$ В, а в более мощных тахогенераторах обычного применения при такой же скорости вращения $U_с = 50 \div 100$ В.

Большинство тахогенераторов имеет обычную конструкцию машин постоянного тока с независимым возбуждением при $i_в =$ const или с постоянными магнитами. При необходимости уменьшения механической инерции и устранения зубцовых пульсаций напряжения применяют конструкцию с полым якорем

(см. рис. 11-8). В последнее время разрабатываются также униполярные тахогенераторы (см. рис. 11-7) с электромагнитным возбуждением или с постоянными магнитами. При этом отсутствуют коллекторные пульсации напряжения, однако $U_с$ мало.

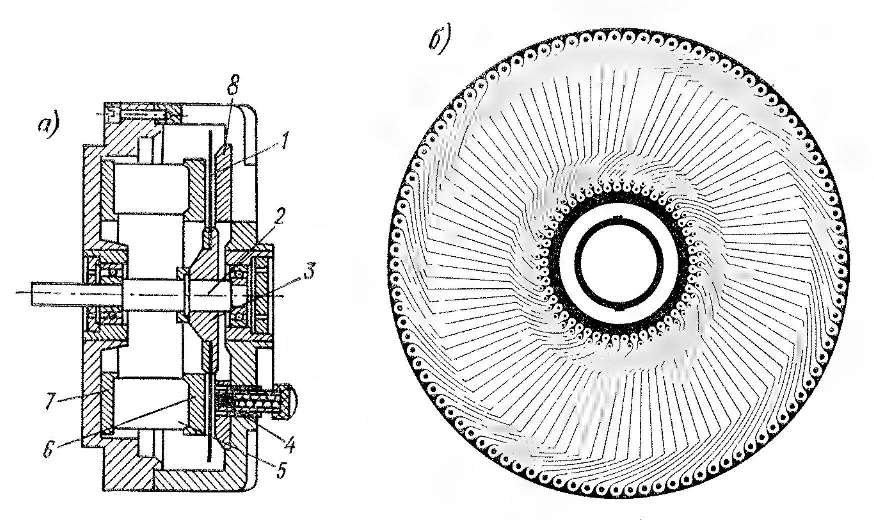


Рис. 11-9. Двигатель постоянного тока с печатной обмоткой якоря: *а* — разрез двигателя; *б* — обмотка якоря

1 — диск якоря с обмоткой; 2 — вал; 3 — втулка; 4 — щетки и щеткодержатель; 5 — постоянные магниты (полюсы); 6 — полюсные наконечники; 7 и 8 — диски из магнитно-мягкой стали

Исполнительные двигатели и тахогенераторы нормальной конструкции и с постоянными магнитами выпускаются в СССР серийно. Широко применяются также исполнительные двигатели и тахогенераторы переменного тока.

§ 11-3. Электромашинные усилители

Общие сведения. В автоматических устройствах возникает необходимость усиления электрической мощности, получаемой от различных маломощных измерительных элементов или преобразователей (температуры, давления, влажности, химического свойства среды и т. д.). В частности, преобразователями скорости вращения являются рассмотренные выше тахогенераторы. Используемые для указанной цели устройства называются у с и л и т е л я м и.

В технике применяются различные виды усилителей электрической мощности: электронные (ламповые), полупроводниковые, магнитные и электромашинные. Последние представляют собой специальную разновидность электромашинных генераторов, которые приводятся во вращение приводными электрическими двигателями с $n =$ const. Усиление мощности при этом происходит за счет мощности, получаемой от приводного двигателя. Электромашинные усилители (ЭМУ) применяются для автоматического управления работой электрических машин в различных производственных и транспортных установках [34].

Коэффициентом усиления усилителя $k_у$ называется отношение выходной мощности $P_{вых}$ к входной мощности $P_{вх}$:

$$k_у = P_{вых}/P_{вх}. \qquad (11\text{-}1)$$

Мощность $P_{вх}$ называется также мощностью управления или сигнала. Коэффициент усиления мощности ЭМУ достигает значений $k_у = 1000 \div 10\,000$.

Различают также коэффициенты усиления тока

$$k_i = I_{вых}/I_{вх} \qquad (11\text{-}2)$$

и напряжения

$$k_u = U_{вых}/U_{вх}. \qquad (11\text{-}3)$$

Очевидно, коэффициент усиления мощности

$$k_у = k_i k_u. \qquad (11\text{-}4)$$

Обычно требуется, чтобы при изменении режима работы ЭМУ $k_у$ = const. Для этого магнитные системы ЭМУ выполняются ненасыщенными.

От ЭМУ требуется также большое быстродействие работы, т. е. быстрое изменение $P_{вых}$ при изменении $P_{вх}$. Быстродействие определяется электромагнитными постоянными времени обмоток ЭМУ:

$$T = L/r.$$

Быстродействие ЭМУ можно оценить некоторой эквивалентной постоянной времени $T_э$, учитывающей скорость протекания переходных процессов в ЭМУ в целом. Обычно $T_э = 0{,}05 \div 0{,}3$ с.

Во избежание замедляющего действия вихревых токов, индуктируемых при изменении Ф в магнитопроводе, последний изготовляется полностью из листовой электротехнической стали высокого качества. Влияние гистерезиса магнитной цепи сводится к минимуму выбором соответствующей марки стали, а также специальными дополнительными мерами.

Для оценки качества ЭМУ вводится также понятие добротности $k_д$, которая определяется как

$$k_д = k_у/T_э. \qquad (11\text{-}5)$$

Желательно, чтобы $k_д$ было больше, что возможно при больших $k_у$ и малых $T_э$. Однако увеличение $k_у$ обычно приводит к увеличению $T_э$ и наоборот. Например, при увеличении сечений магнитопровода ЭМУ магнитный поток, выходное напряжение, выходная мощность и коэффициент усиления мощности увеличиваются. Однако одновременно увеличиваются также индуктивности и постоянные времени обмоток. Поэтому значения $k_у$ и $T_э$ приходится выбирать компромиссным образом.

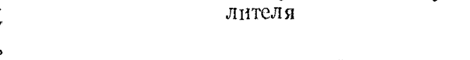
Номинальная выходная мощность современных ЭМУ достигает 100 кВт. Мощность управления колеблется от долей ватта до нескольких ватт. Первые ЭМУ были построены в 1937 г.

Одноступенчатые ЭМУ с независимым возбуждением. В качестве простейшего ЭМУ можно рассматривать обычный генератор постоянного тока с независимым возбуждением с расслоенной магнитной цепью индуктора и якоря. При этом обмотка возбуждения является обмоткой управления, а цепь якоря — выходной цепью. Так как в таких генераторах $P_в = (0{,}01 \div 0{,}02)\ P_н$, то $k_у = 50 \div 100$. Ввиду малого значения $k_у$ такие усилители применяются редко. Впрочем, в качестве подобных ЭМУ можно рассматривать обычные электромашинные возбудители крупных машин постоянного и переменного тока.

Двухмашинные ЭМУ. Рассмотренные выше простейшие ЭМУ имеют одну ступень усиления мощности — от обмотки возбуждения (управления) к обмотке

якоря. Для увеличения $k_у$ ЭМУ изготовляются с двумя или бо́льшим числом ступеней усиления. Общий коэффициент усиления $k_у$ при этом равен произведению коэффициентов усиления отдельных ступеней. Например, в двухступенчатых усилителях

$$k_у = k_{у1} k_{у2}. \qquad (11\text{-}6)$$



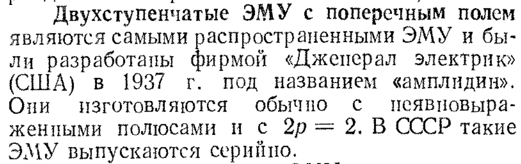


Рис. 11-10. Схема двухмашинного усилителя

Простейший двухступенчатый усилитель представляет собой каскадное соединение двух генераторов постоянного тока (рис. 11-10). Обмотка возбуждения генератора *1* является обмоткой управления *ОУ*. Якорь генератора *1* питает обмотку возбуждения *ОВ* генератора *2*, цепь якоря последнего (U_2, I_2) является выходной цепью, подключаемой к управляемому объекту.

ЭМУ по схеме рис. 11-10 изготовляются западногерманской фирмой «Сименс-Шуккерт» под названием «рапидин». Обе машины располагаются в общем корпусе. При этом достигается $k_у = 10\,000$.

Обычно все ЭМУ имеют несколько обмоток управления, которые размещаются рядом друг с другом на общем участке магнитной цепи (полюсах). При этом можно осуществлять управление в зависимости от нескольких величин (например, в зависимости от скорости вращения и тока якоря двигателя прокатного стана и т. п.).

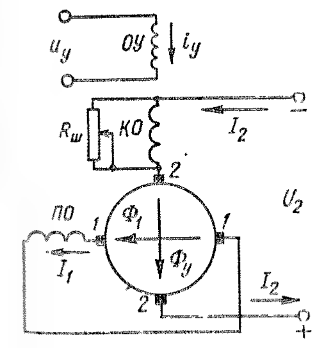


Рис. 11-11. Схема ЭМУ с поперечным полем

Двухступенчатые ЭМУ с поперечным полем являются самыми распространенными ЭМУ и были разработаны фирмой «Дженерал электрик» (США) в 1937 г. под названием «амплидин». Они изготовляются обычно с неявновыраженными полюсами и с $2p = 2$. В СССР такие ЭМУ выпускаются серийно.

Рассматриваемый вид ЭМУ является конструктивным развитием генератора поперечного поля (см. § 11-1) и по принципу действия аналогичен ему.

Обмотки управления *ОУ* (рис. 11-11) создают первоначальный поток $\Phi_у$ по продольной оси. Этот поток индуктирует э. д. с., которая вызывает ток $I_1 = k_1\Phi_у$ в короткозамкнутой цепи якоря (щетки *1—1*). Ток I_1, протекая по обмотке якоря и поперечной подмагничивающей обмотке *ПО*, создает поток $\Phi_1 = kI_1$ поперечного поля. Поток Φ_1 индуктирует э. д. с. в выходной цепи (щетки *2—2*), в результате чего в цепи нагрузки возникает ток $I_2 = I_{вых}$ и на выходных зажимах — напряжение $U_2 = U_{вых}$.

Продольная размагничивающая н. с. тока I_2 практически полностью компенсируется с помощью компенсационной обмотки *КО*, чтобы снизить мощность управления и увеличить коэффициент усиления. Если действие *КО* является слишком сильным, то возникает опасность самовозбуждения ЭМУ как генератора последовательного возбуждения, в результате чего нормальная работа ЭМУ нарушается. Обычно *КО* выполняется с некоторым запасом (перекомпенсация), и регулирование (ослабление) ее действия производится с помощью шунтирующего сопротивления $R_ш$ (рис. 11-11).

Форма вырубок листов стали статора ЭМУ и расположение обмоток статора показаны на рис. 11-12. Компенсационную обмотку, с целью достижения компенсации реакции якоря не только по величине, но и по форме, выполняют распре-

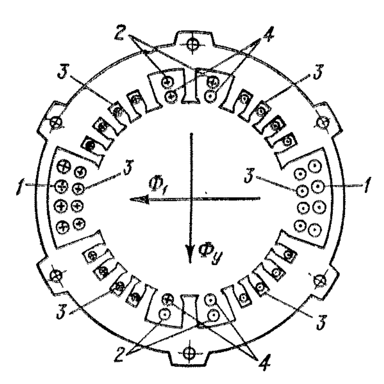


Рис. 11-12. Форма вырубок листов стали статора ЭМУ с поперечным полем и размещение обмоток статора

1 — обмотки управления; *2* — поперечная подмагничивающая обмотка; *3* — компенсационная обмотка; *4* — обмотка добавочных полюсов выходной цепи

деленной. Обмотка якоря обычно имеет небольшое укорочение шага. Применение поперечной подмагничивающей обмотки *ПО* позволяет уменьшить ток I_1 и улучшить тем самым коммутацию под щетками *1—1* (см. рис. 11-11). Поэтому добавочных полюсов в поперечной оси обычно не делают. Коммутация под щетками *2—2* улучшается с помощью добавочных полюсов (рис. 11-12).

Для уменьшения влияния гистерезиса вокруг спинки сердечника статора наматывают размагничивающую обмотку, питаемую переменным током. Поток этой обмотки замыкается в сердечнике статора по окружности и не проникает в якорь. Ширина петли гистерезиса при таком размагничивании сужается. На рис. 11-12 эта обмотка не показана.

Двухступенчатые ЭМУ с поперечным полем обычно имеют мощность до $P_н =$ = 20 кВт и коэффициент усиления до $k_y = 10\,000$. Построены также многополюсные ЭМУ мощностью до $P_н = 100$ кВт с сильной поперечной подмагничивающей обмоткой и добавочными полюсами для улучшения коммутации щеток *1—1*. Существуют также некоторые другие, менее распространенные типы ЭМУ.

§ 11-4. Машины постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами

Коллектор и щеточный аппарат машины постоянного тока составляют узел, вызывающий трудности при проектировании, изготовлении и эксплуатации машины. Отсюда вытекает желание заменить этот узел бесконтактным коммутатором тока, что возможно осуществить с помощью управляемых электрических вентилей, в особенности полупроводниковых.

Построить электромашинный источник постоянного тока без механического коллектора нетрудно. Для этой цели можно использовать синхронный генератор (см. разд. 5) в сочетании с полупроводниковым выпрямителем постоянного тока. Поэтому основной задачей является создание двигателей постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами. Возможны две разновидности таких двигателей. В обеих разновидностях обмотка якоря вместе с полупроводниковым коммутатором располагается на неподвижной части машины (статоре), а индуктором является ротор машины. При этом на роторе размещаются полюсы в виде постоянных магнитов или возбуждаемые постоянным током через контактные кольца. В первом случае двигатель полностью лишен скользящих электрических контактов (бесконтактный двигатель).

На рис. 11-13 схематически изображен двигатель, в котором применяется такая же замкнутая обмотка якоря *1*, как и у обычных машин постоянного тока. Для простоты на рис. 11-13 представлен двухполюсный двигатель с малым числом секций в обмотке якоря. Роль коллекторных пластин и щеток здесь играют управляемые полупроводниковые вентили — тиристоры *1′*, *1″*, *2′*, *2″* и т. д., соединяющие обмотку якоря *1* со сборными шинами *2*. Шины *2* в свою очередь присоединяются к сети постоянного тока.

В положении ротора *3*, изображенном на рис. 11-13, ток должны проводить тиристоры групп *2′ — 2″* и *6′ — 6″*. Предположим, что ток проводят тиристоры *2′* и *6″*. Тогда ток $I_a = 2i_a$ распределится по обмотке якоря так, как показано на рис. 11-13. Пусть при этом создается поток якоря Φ_a, направление которого также показано на рис. 11-13. Тогда возникнет электромагнитный момент *M*,

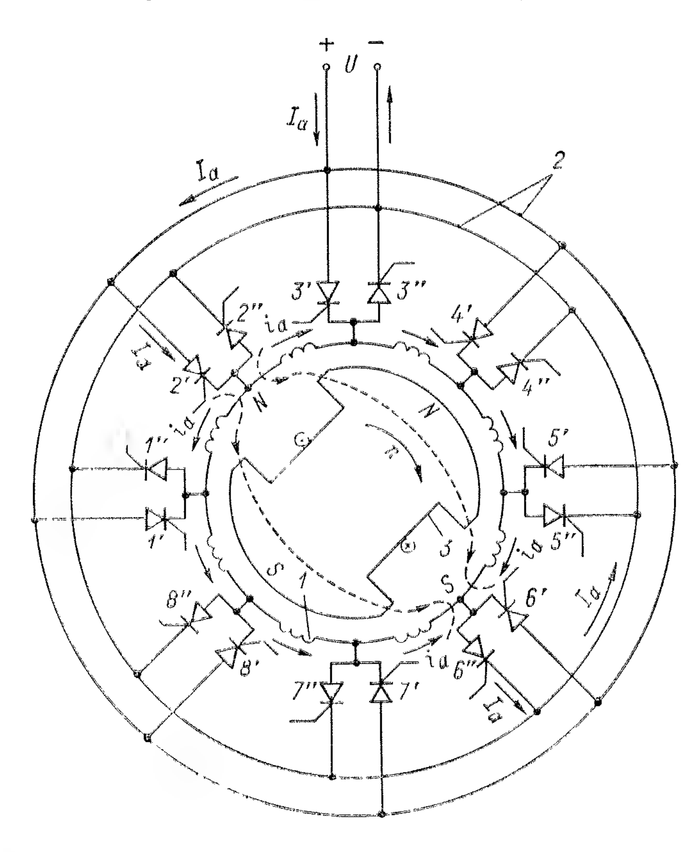


Рис. 11-13. Схема двигателя постоянного тока с полупроводниковым коммутатором и с обмоткой якоря типа обмотки постоянного тока

под воздействием которого ротор будет поворачиваться по часовой стрелке. После поворота ротора на $^1/_8$ оборота необходимо отключить тиристоры *2′*, *6″* и включить тиристоры *3′*, *7″*, затем после поворота ротора на $^1/_8$ оборота — включить тиристоры *4′*, *8″* и т. д. В результате такого согласованного с вращением ротора переключения тиристоров рассматриваемая машина работает подобно нормальной машине постоянного тока и имеет такие же характеристики.

Включение и отключение тиристоров производятся посредством подачи на их управляющие электроды импульсов электрического напряжения с соответствую-

щей длительностью. Эти импульсы вырабатываются специальным устройством, реагирующим на положение ротора (на рис. 11-13 не показано). В простейшем случае такое устройство состоит из вспомогательного постоянного магнита, укрепленного на роторе двигателя, и расположенных на статоре, по его окружности, катушек, число которых равно числу секций якоря. Постоянный магнит при вращении ротора индуктирует поочередно в катушках э. д. с., которые подаются на управляющие электроды.

При большом числе секций двигатель рассматриваемого типа обладает хорошими свойствами, однако при этом требуется большое число тиристоров и сложное устройство управления ими. Поэтому в настоящее время преимущественно применяются двигатели со схемой, изображенной на рис. 11-14.

Рис. 11-14. Схема двигателя постоянного тока с полупроводниковым коммутатором и с обмоткой якоря типа обмотки переменного тока

В верхней части рис. 11-14 изображена схема полупроводникового коммутатора, а в нижней части — схематическое устройство двигателя с $2p = 2$. На статоре этого двигателя имеются три обмотки («фазы») A, B, C, сдвинутые по окружности на 120°. Устройство этих обмоток аналогично устройству обмоток якоря машин переменного тока (см. § 21-1). Каждая из обмоток при питании ее током создает магнитный поток, действующий по ее оси, и поэтому потоки отдельных обмоток также сдвинуты на 120°.

Одновременно питаются током все три обмотки, притом направления токов в них поочередно меняются в такой последовательности, как показано на рис. 11-15, *а*. Из этого же рисунка становится ясным, как при этом поворачивается в пространстве магнитное поле обмотки якоря. В результате взаимодействия магнитного поля и индуктора последний будет поворачиваться вслед за полем якоря. Управление полупроводниковым коммутатором осуществляется по такому же принципу, как и у двигателя, рассмотренного выше.

Отметим, что коммутатор, изображенный на рис. 11-14, в сущности, является полупроводниковым инвертором, преобразовывающим постоянный ток в трехфазный переменный ток.

На рис. 11-15, *б* представлены идеализированные кривые тока в «фазах» обмотки. Цифрами *1—6* на этом рисунке указаны интервалы времени, которые соответствуют позициям *1—6* на рис. 11-15, *а*. В действительности благодаря сглаживающему влиянию индуктивностей обмотки форма кривых тока приближается к синусоидальной.

На основании изложенного представленная на рис. 11-14 машина является, в сущности, трехфазной синхронной машиной (см. разд. 5), которая питается через трехфазный инвертор тока. Однако она обладает всеми свойствами обычной коллекторной машины постоянного тока по той причине, что питание ее обмотки якоря током производится в функции угла поворота ротора так же, как в обычной машине постоянного тока.

Более подробные сведения о машинах постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами содержатся в книге И. И. Овчинникова и Н. И. Лебедева [37].

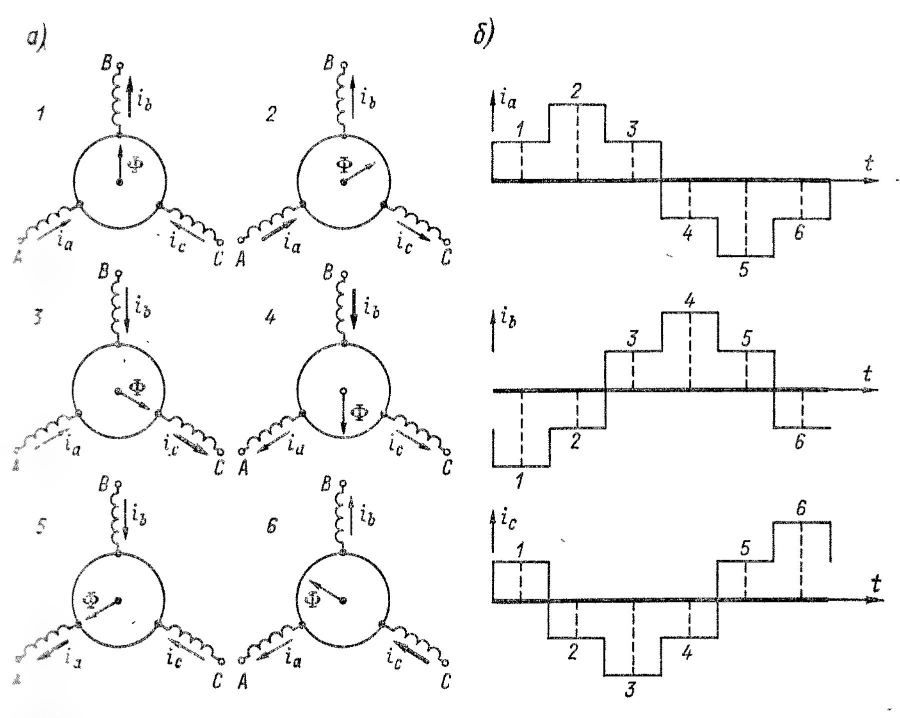


Рис. 11-15. Последовательность направлений токов в «фазах» обмотки якоря двигателя по схеме рис. 11-14 (*а*) и идеализированные формы кривых тока в «фазах» обмотки якоря (*б*)

§ 11-5. Магнитогидродинамические машины постоянного тока

Магнитная гидродинамика (МГД) является областью науки, изучающей зако-[illegible]ности физических явлений в электропроводящих жидких и газовых средах [illegible]х движении в магнитном поле. На этих явлениях основан принцип действия [illegible]ых магнитогидродинамических (МГД) машин постоянного и переменного [illegible]. Некоторые МГД машины начинают в последнее время находить применение [illegible]личных областях техники, а другие имеют значительные перспективы при-[illegible]ия в будущем. Ниже кратко рассматриваются принципы устройства и дей-[illegible] МГД машин постоянного тока [43, 44].

Электромагнитные насосы для жидких металлов. В насосе постоянного тока [illegible] 11-16) канал *2* с жидким металлом помещается между полюсами электро-[illegible] *1* и с помощью электродов *3*, приваренных к стенкам канала, через жидкий [illegible] пропускается постоянный ток от внешнего источника. Так как ток к жид-[illegible] металлу в данном случае подводится кондуктивным путем, то такие насосы [illegible]я также кондукционными.

[illegible] взаимодействии поля полюсов с током в жидком металле на частицы [illegible] действуют электромагнитные силы, развивается напор и жидкий металл [illegible]ь движение. Токи в жидком металле искажают поле полюсов («реакция

якоря»), что приводит к снижению эффективности насоса. Поэтому в мощных насосах между полюсными наконечниками и каналом помещаются шины («компенсационная обмотка»), которые включаются последовательно в цепь тока канала во встречном направлении. Обмотка возбуждения электромагнита (на рис. 11-16 не показана) обычно включается последовательно в цепь тока канала и имеет при этом только 1—2 витка.

Применение кондукционных насосов возможно для малоагрессивных жидких металлов и при таких температурах, когда стенки канала можно изготовить из жаропрочных металлов (немагнитные нержавеющие стали и т. д.). В противном случае более подходящими являются индукционные насосы переменного тока (см. § 29-5).

Насосы описанного типа стали находить применение около 1950 г. в исследовательских целях и в таких установках с ядерными реакторами, в которых для отвода тепла из реакторов используются жидкометаллические теплоносители: натрий, калий, их сплавы, висмут и др. Температура жидкого металла в насосах при этом составляет 200—600 °С, а в некоторых случаях до 800 °С. Один из выполненных насосов для натрия имеет следующие расчетные данные: температура 800 °С, напор 3,9 кгс/см², расход 3670 м³/ч, полезная гидравлическая мощность 390 кВт, потребляемый ток 250 кА, напряжение 2,5 В, потребляемая мощность 625 кВт, к. п. д. 62,5%. Другие характерные данные этого насоса: сечение канала 53 × 15,2 см, скорость течения в канале 12,4 м/с, активная длина канала 76 см.

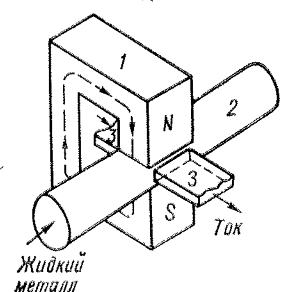


Рис. 11-16. Принцип устройства электромагнитного насоса постоянного тока

Преимущество электромагнитных насосов состоит в том, что они не имеют движущихся частей и тракт жидкого металла может быть герметизирован.

Насосы постоянного тока требуют для питания источников с большой силой тока и малым напряжением. Для питания мощных насосов выпрямительные установки малопригодны, так как они получаются громоздкими и с малым к. п. д. Более подходящими в этом случае являются униполярные генераторы (см. § 11-1).

Плазменные ракетные двигатели. Рассмотренные электромагнитные насосы являются своеобразными двигателями постоянного тока. Подобные устройства в принципе пригодны также для разгона, ускорения или перемещения плазмы, т. е. высокотемпературного (2000—4000 °С и больше) ионизированного и поэтому электропроводящего газа. В связи с этим производится разработка реактивных плазменных двигателей для космических ракет, причем ставится задача получения скоростей истечения плазмы до 100 км/с. Такие двигатели не будут обладать большой силой тяги и поэтому будут пригодны только для работы вдали от планет, где поля тяготения слабы; однако они имеют то преимущество, что массовый расход вещества (плазмы) мал. Необходимую для их питания электрическую энергию предполагается получать с помощью ядерных реакторов. Для плазменных двигателей постоянного тока трудную проблему составляет создание надежных электродов для подвода тока к плазме.

Магнитогидродинамические генераторы. МГД машины, как и всякие электрические машины, обратимы. В частности, устройство, изображенное на рис. 11-16, может работать также в режиме генератора, если через него прогонять проводящую жидкость или газ. При этом целесообразно иметь независимое возбуждение. Генерируемый ток снимается с электродов.

На таком принципе строятся электромагнитные расходомеры воды, растворов щелочей и кислот, жидких металлов и т. п. Э. д. с. на электродах при этом пропорциональна скорости движения или расходу жидкости.

МГД генераторы представляют интерес с точки зрения создания мощных электрических генераторов для непосредственного превращения тепловой энергии в электрическую. Для этого через устройство вида, изображенного на рис. 11-16, необходимо пропускать со скоростью порядка 1000 м/с проводящую плазму. Такую плазму можно получить при сжигании обычного топлива, а также путем нагревания газа в ядерных реакторах. Для увеличения проводимости плазмы в нее можно вводить небольшие присадки легко ионизируемых щелочных металлов.

Электропроводность плазмы при температурах порядка 2000—4000 °С относительно мала (удельное сопротивление около 1 Ом·см = 0,01 Ом·м = = 10^4 Ом·мм²/м, т. е. примерно в 500 000 раз больше, чем у меди). Тем не менее в мощных генераторах (порядка 1 млн. кВт) возможно получение приемлемых технико-экономических показателей. Разрабатываются также МГД генераторы с жидкометаллическим рабочим телом.

При создании плазменных МГД генераторов постоянного тока возникают трудности с выбором материалов для электродов и с изготовлением надежных в работе стенок каналов. В промышленных установках также сложную задачу представляет собой преобразование постоянного тока относительно низкого напряжения (несколько тысяч вольт) и большой силы (сотни тысяч ампер) в переменный ток.

Раздел второй

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Основные сведения. Намагничивание магнитопроводов. Схема замещения. Работа под нагрузкой. Несимметричная нагрузка. Переходные процессы. Разновидности трансформаторов.

Глава двенадцатая

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ

§ 12-1. Принцип действия и виды трансформаторов

Принцип действия.

Трансформатор представляет собой статическое электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения той же частоты.

В простейшем случае (рис. 12-1) трансформатор имеет одну первичную обмотку *1*, к которой подводится электрическая энергия, и одну вторичную обмотку *2*, от которой энергия отводится к потребителю (нагрузке). Передача энергии из одной обмотки в другую производится путем электромагнитной индукции. Для усиления электромагнитной связи между обмотками последние обычно располагаются на замкнутом ферромагнитном магнитопроводе *3*. При частоте $f < 150$ Гц магнитопровод изготовляется из листов электротехнической стали толщиной 0,35—0,50 мм. При более высоких частотах применяется более тонкая листовая сталь. При частоте порядка 100 кГц и выше потери на гистерезис и вихревые токи в подобном магнитопроводе становятся чрезвычайно большими, и в этом случае применяются трансформаторы без ферромагнитного магнитопровода (так называемые воздушные трансформаторы). Высокочастотные трансформаторы весьма малой мощности для радиотехнических, счетно-решающих и других устройств изготовляются также с магнитопроводами из ферритов, которые представляют собой особый вид магнитодиэлектриков с малыми магнитными потерями.

При подключении первичной обмотки трансформатора (рис. 12-1) к сети с синусоидальным напряжением U_1 в обмотке возникает ток I_1, который создает синусоидально изменяющийся магнитный поток Ф, замыкающийся по магнитопроводу. Поток Ф индуктирует э. д. с. как в первичной, так и во вторичной обмотке. При подключении к вторичной обмотке нагрузки в этой обмотке возникает вторичный ток I_2 и на ее зажимах устанавливается некоторое напряжение U_2. Результирующий магнитный поток магнитопровода $Ф_с$ создается током обеих обмоток.

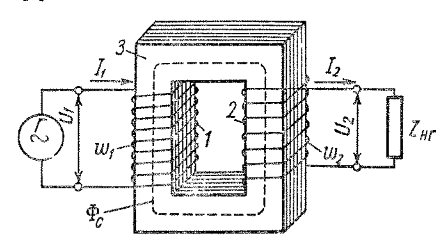


Рис. 12-1. Принцип устройства трансформатора

Г — генератор переменного тока; $Z_{нг}$ — сопротивление нагрузки

Электрические соотношения в идеальном трансформаторе. Назовем идеальным такой трансформатор, в котором: 1) отсутствуют потери энергии (сопротивления обмоток и потери в стали магнитопровода равны нулю); 2) магнитная проницаемость стали магнитопровода $\mu_с = \infty$ и в листах стали магнитопровода нет разъемов и стыков; 3) все линии магнитной индукции проходят целиком по магнитопроводу и каждая линия сцепляется со всеми витками первичной (w_1) и вторичной (w_2) обмоток. Отметим, что при соблюдении последнего условия электромагнитная связь между первичной и вторичной цепями является полной и к о э ф ф и ц и е н т э л е к т р о м а г н и т н о й с в я з и обмоток трансформатора

$$c = \frac{M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \tag{12-1}$$

равен единице. Здесь L_{11} и L_{22} — собственные индуктивности, а M — взаимная индуктивность обмоток.

Э. д. с. первичной и вторичной обмоток такого трансформатора при синусоидальных переменных потоках соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= -\frac{d\Psi_1}{dt} = -w_1\frac{d}{dt}(Ф_с \sin \omega t) = -\omega w_1 Ф_с \cos \omega t; \\ e_2 &= -\frac{d\Psi_2}{dt} = -w_2\frac{d}{dt}(Ф_с \sin \omega t) = -\omega w_2 Ф_с \cos \omega t, \end{aligned}\right\} \tag{12-2}$$

где $Ф_с$ — амплитуда магнитного потока трансформатора.

Действующие значения этих э. д. с.

$$E_1 = \frac{\omega w_1 \Phi_c}{\sqrt{2}} = \pi \sqrt{2}\, f w_1 \Phi_c = 4{,}44 f w_1 \Phi_c;$$
$$E_2 = \frac{\omega w_2 \Phi_c}{\sqrt{2}} = \pi \sqrt{2}\, f w_2 \Phi_c = 4{,}44 f w_2 \Phi_c. \quad (12\text{-}3)$$

Так как в идеальном трансформаторе падения напряжения отсутствуют, то

$$U_1 = E_1; \quad U_2 = E_2. \quad (12\text{-}4)$$

На основании выражений (12-3) и (12-4)

$$U_1/U_2 = E_1/E_2 = w_1/w_2 \quad (12\text{-}5)$$

или

$$U_1/U_2 = k; \quad U_2 = U_1/k, \quad (12\text{-}6)$$

где

$$k = w_1/w_2 \quad (12\text{-}7)$$

называется коэффициентом трансформации трансформатора.

Поскольку в идеальном трансформаторе потери активной и реактивной энергии отсутствуют, то

$$U_1 I_1 = U_2 I_2,$$

откуда

$$I_2/I_1 = U_1/U_2 = w_1/w_2 \quad (12\text{-}8)$$

или

$$I_2/I_1 = k; \quad I_2 = kI_1. \quad (12\text{-}9)$$

Таким образом, в идеальном трансформаторе первичное и вторичное напряжения прямо пропорциональны, а первичный и вторичный токи обратно пропорциональны числам витков соответствующих обмоток. В реальном трансформаторе полученные соотношения несколько нарушаются, однако в трансформаторах с ферромагнитными магнитопроводами эти отклонения при нагрузках, близких к номинальным, относительно малы.

Виды трансформаторов. Трансформатор с одной первичной и с одной вторичной обмоткой называется двухобмоточным. Во многих случаях применяются трансформаторы с несколькими первичными или вторичными обмотками. Такие трансформаторы называются многообмоточными. Ниже в первую очередь рассматриваются двухобмоточные трансформаторы.

Чаще всего применяются однофазные и трехфазные трансформаторы. Трансформаторы с другим числом фаз используются в специальных устройствах.

В зависимости от назначения трансформаторы имеют некоторые особенности в конструкции и режимах работы.

Трансформаторы, служащие для преобразования энергии переменного тока в электрических сетях энергетических систем (на электростанциях и подстанциях, промышленных предприятиях, в городских сетях, в сельском хозяйстве и т. д.), называются силовыми. Частота тока силовых трансформаторов в СССР равна 50 Гц, а в США и в некоторых других странах 60 Гц. Силовые трансформаторы представляют собой наиболее распространенный и наиболее важный класс трансформаторов. Кроме этого, имеется целый ряд трансформаторов специального назначения: выпрямительные, сварочные, измерительные и др.

Силовые трансформаторы бывают масляные и сухие. В масляных трансформаторах магнитопровод с обмотками помещают в бак с трансформаторным маслом, которое выполняет одновременно роль электрической изоляции и охлаждающего агента. Однако трансформаторное масло является горючим, в связи с чем при аварии таких трансформаторов существует определенная опасность возникновения пожара. Поэтому в общественных и жилых зданиях, а также в ряде других случаев применяются сухие трансформаторы, охлаждение которых осуществляется воздухом. В паспортных табличках силового трансформатора указываются следующие данные: 1) номинальная полная мощность $S_н$, кВ·А; 2) номинальные линейные напряжения обмоток $U_{л.\,н}$, В, кВ; 3) номинальные линейные токи $I_{л.\,н}$, А; 4) номинальная частота f, Гц; 5) число фаз m; 6) схема и группа соединения обмоток (см. § 12-4); 7) напряжение короткого замыкания $u_к$ (см. § 14-5); 8) режим работы (длительный, кратковременный); 9) способ охлаждения (см. § 12-5).

К настоящему времени построены силовые трансформаторы единичной мощностью до 1300 МВ·А и напряжением до 750 кВ.

Основные вопросы теории являются общими для всех видов трансформаторов. Однако в последующих главах вопросы кон-

струкции, теории и эксплуатации трансформаторов рассматриваются прежде всего применительно к силовым трансформаторам. Об особенностях других трансформаторов говорится вкратце отдельно.

§ 12-2. Магнитопроводы трансформаторов

Виды магнитопроводов.

По конструкции магнитопровода трансформаторы подразделяются на с т е р ж н е в ы е и б р о н е в ы е.

Магнитопровод однофазного стержневого трансформатора (рис. 12-2, *а*) имеет два стержня *С*, на которых размещаются обмотки, и два ярма *Я*, которые служат для создания замкнутого магнитопровода. Каждая из двух обмоток (*1* и *2*) состоит из двух частей, расположенных на двух стержнях, причем эти части соединяются либо последовательно, либо параллельно. При таком расположении первичная и вторичная обмотки находятся близко друг от друга, что приводит к увеличению коэффициента электромагнитной связи [см. равенство (12-1)].

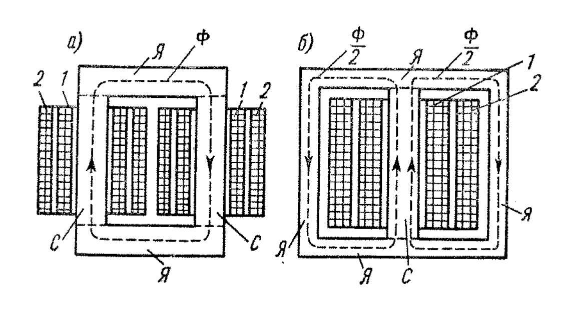


Рис. 12-2. Устройство однофазного стержневого (*а*) и броневого (*б*) трансформаторов

Однофазный трансформатор броневой конструкции (рис. 12-2, *б*) имеет один стержень с обмотками и развитое ярмо, которое частично закрывает обмотки подобно «броне».

Для преобразования, или трансформации, трехфазного тока можно использовать три однофазных трансформатора (рис. 12-3), обмотки которых соединяются по схеме звезды или треугольника и присоединяются к трехфазной сети. Такое устройство называется т р е х ф а з н о й т р а н с ф о р м а т о р н о й г р у п п о й или г р у п п о в ы м т р а н с ф о р м а т о р о м. Чаще, однако, применяются трехфазные трансформаторы с общим для всех фаз магнитопроводом, так как такие трансформаторы компактнее и дешевле.

Идея образования трехфазного трансформатора стержневого типа показана на рис. 12-4. Если для трехфазных синусоидальных

токов соблюдается условие

$$i_a + i_b + i_c = 0,$$

то для синусоидальных потоков трех трансформаторов (рис. 12-4, *а*) также соблюдается условие

$$\Phi_a + \Phi_b + \Phi_c = 0.$$

Поэтому, если объединить три стержня *1*, *2* и *3* (рис. 12-4, *а*) в общий стержень, то поток в этом стержне будет равен нулю и этот стержень можно удалить. Тогда получим трехфазный трехстержневой

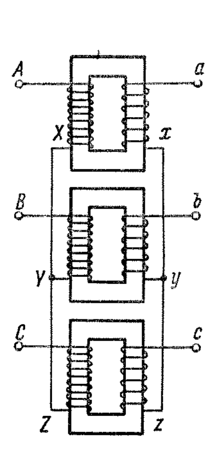


Рис. 12-3. Трехфазная трансформаторная группа

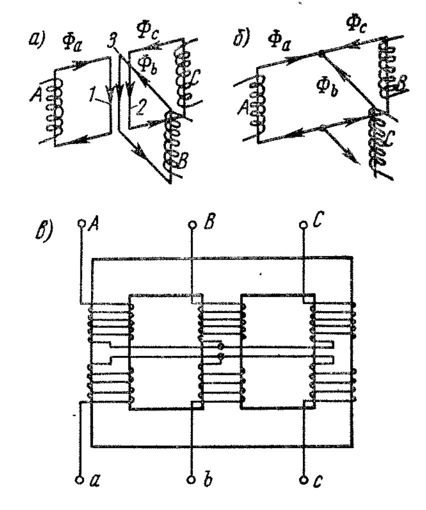


Рис. 12-4. Идея образования трехфазного трехстержневого трансформатора

трансформатор, показанный на рис. 12-4, *б*. Конструкцию этого трансформатора можно упростить, расположив все три стержня в одной плоскости (рис. 12-4, *в*). Эта последняя конструкция была предложена М. О. Доливо-Добровольским в 1889 г. и получила всеобщее распространение. Такой магнитопровод не вполне симметричен, так как длина магнитных линий для средней фазы несколько короче, чем для крайних, однако влияние этой несимметрии весьма незначительно.

Трехфазный броневой трансформатор (рис. 12-5) можно рассматривать как три однофазных броневых трансформатора, поставленные рядом или друг над другом. При этом средняя фаза имеет обратное включение относительно крайних, чтобы в соприкасающихся частях магнитной системы потоки фаз складывались, а не

вычитались. Так как $\frac{\dot{\Phi}_a-\dot{\Phi}_b}{\dot{\Phi}_a+\dot{\Phi}_b}=\sqrt{3}$, то при таком включении средней фазы поток в соприкасающихся частях магнитной системы уменьшается в $\sqrt{3}$ раза, и во столько же раз можно уменьшить сечение этих частей магнитопровода. При этом потоки во всех частях ярма равны половине потока стержней.

В броневых трансформаторах коэффициент электромагнитной связи между обмотками несколько больше, чем в стержневых, и поэтому броневые трансформаторы в электромагнитном отношении несколько совершеннее. Однако это преимущество не имеет большого значения. Поскольку броневые трансформаторы сложнее по конструкции, в СССР силовых трансформаторов броневой конструкции не строят.

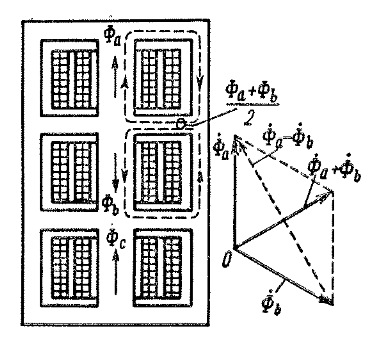


Рис. 12-5. Устройство трехфазного броневого трансформатора

С увеличением мощности трансформаторов возрастают их размеры и трудности транспортировки по железным дорогам. Поэтому в трансформаторах мощностью $S_н > 80 \div 100$ МВ·А на фазу и напряжением 220—500 кВ применяют бронестержневую или многостержневую конструкцию. Такие конструкции получаются, если у трансформаторов вида показанных на рис. 12-2, *а* и 12-4, *в* добавить слева и справа по одному боковому ярму (рис. 12-6). При этом магнитный поток в верхнем и нижнем ярмах разветвляется и в случае, изображенном на рис. 12-6, *а*, уменьшается в два раза, а в случае на рис. 12-6, *б* — в $\sqrt{3}$ раза по сравнению с рис. 12-2, *а* и 12-4, *в*. Во столько же раз можно уменьшить сечение этих ярем, в результате чего высота магнитопроводов уменьшается.

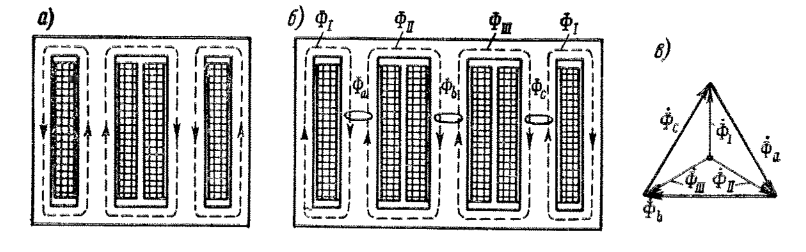


Рис. 12-6. Устройство бронестержневых трансформаторов

Преимущественно применяются трехфазные трансформаторы с общей магнитной системой. Трехфазные группы однофазных трансформаторов используются, во-первых, при весьма больших мощностях ($S_н > 300$ МВ·А), когда транспорт трехфазного трансформатора становится весьма затруднительным или невозможным, и, во-вторых, иногда при $S_н > 30$ МВ·А, когда применение однофазных трансформаторов позволяет уменьшить резервную мощность на случай аварии и ремонта.

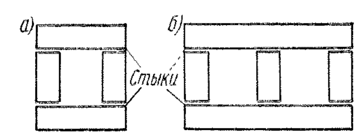


Рис. 12-7. Схемы стыковых магнитопроводов

Конструкция магнитопроводов. По способу сочленения стержней с ярмами различаются трансформаторы со стыковыми (рис. 12-7, *а*, *б*) и шихтованными (рис. 12-8,) магнитопроводами. В первом случае стержни и ярма собираются отдельно и крепятся друг с другом с помощью стяжных шпилек, а в места стыков во избежание замыкания листов и возникновения значительных вихревых токов ставятся изоляционные прокладки. Во втором случае стержни и ярма собираются вместе как цельная конструкция, причем листы стержней и ярем отдельных слоев собираются в переплет. При стыковой конструкции наличие немагнитных зазоров в местах стыков вызывает заметное увеличение магнитного сопротивления магнитопровода и вследствие этого увеличение намагничивающего тока. Кроме того, наличие изоляционных прокладок не дает полной гарантии от возможности замыкания листов стали. Поэтому стыковые магнитопроводы применяются редко.

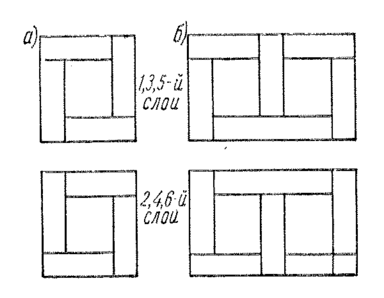


Рис. 12-8. Укладка листов стали в слоях шихтованных магнитопроводов однофазных (*а*) и трехфазных (*б*) трансформаторов

У броневых магнитопроводов сечения стержней прямоугольные, а стержневые и бронестержневые магнитопроводы имеют в сечении вид многоугольника, вписанного в окружность (рис. 12-9, *а*, *б*). В этом случае обмотки имеют вид круговых цилиндров и вследствие ступенчатого сечения магнитопровода коэффициент заполнения сталью полости обмотки получается бóльшим. Такая конструкция с точки зрения расхода материалов, уменьшения габаритов и стоимости изготовления трансформатора, а также механической прочности обмоток является наиболее рациональной. Число ступеней магнитопровода увеличивается с увеличением мощности. В мощных трансформаторах в сечении магнитопровода предусматриваются

каналы для его охлаждения циркулирующим трансформаторным маслом (рис. 12-9, *б*).

Для упрощения технологии изготовления ярем их сечение берется прямоугольным или с небольшим числом ступеней (рис. 12-10).

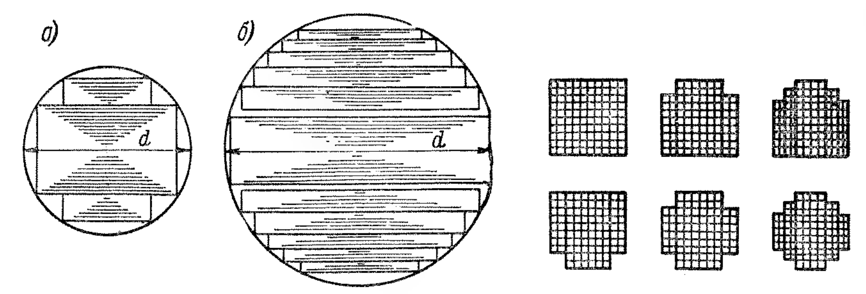


Рис. 12-9. Формы сечения стержней трансформаторов

Рис. 12-10. Формы сечения ярем трансформаторов

Форма сечения ярма и его сочленение со стержнем выбираются с учетом обеспечения равномерного распределения магнитного потока в сечении магнитопровода. Площади сечения ярем выбираются так, чтобы индукция в них была на 10—15% меньше, чем

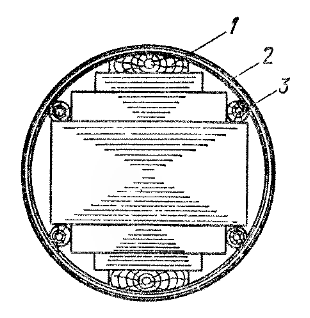


Рис. 12-11. Стяжка стержней трансформаторов средней мощности

1 — деревянная планка; *2* — изоляционный цилиндр; *3* — деревянный стержень

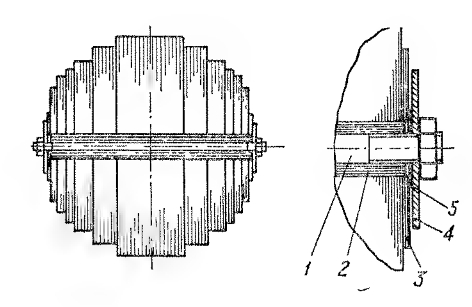


Рис. 12-12. Стяжка стержней трансформаторов большой мощности

1 — стальная шпилька; *2* — трубка из бакелизированной бумаги; *3* и *5* — шайбы из электротехнического картона; *4* — стальная шайба

в стержнях. Стяжка стержней трансформаторов средней (до 800—1000 кВ·А) и большой мощности показана на рис. 12-11 и 12-12. Ярма трансформаторов стягиваются с помощью деревянных или стальных балок. Для весьма мощных трансформаторов применяются и более сложные конструкции магнитопроводов.

В однофазных трансформаторах весьма малой мощности (до 150—200 В·А) применяется броневая конструкция магнитопроводов. При этом стремятся к наибольшему упрощению их изготовления и сборки, а также к уменьшению отходов листовой стали. Обычно штамповка листов магнитопровода производится по одному из вариантов, изображенных на рис. 12-13 и 12-14. В первом случае лист вырубается одним ударом штампа и имеет прорезь *п*; при сборке средний лепесток временно отгибается и вводится внутрь катушки обмотки, лепесток последующего листа вводится внутрь катушки с противоположного, торцевого, ее конца и т. д. Во втором случае одновременно вырубаются Ш-образные листы *Ш1* и *Ш2* и ярмовые листы *Я1* и *Я2* (рис. 12-14, *а*), из которых составляются два слоя листов магнитопровода (рис. 12-14, *б*). При этом листы вводятся внутрь катушки также поочередно с одного и второго ее конца.

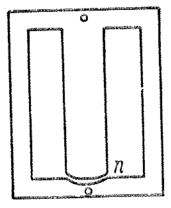




Рис. 12-13. Магнитопровод трансформатора небольшой мощности

Магнитопроводы силовых трансформаторов собираются из листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм марок 1511, 1512, 1513 или 3411, 3412, 3413. Применение холоднокатаной стали в последние годы все больше расширяется.

Межлистовая изоляция осуществляется путем односторонней оклейки листов стали изоляционной бумагой толщиной 0,03 мм или двустороннего покрытия изоляционным масляным лаком.

Индукции в стержнях трансформаторов мощностью 5 кВ·А и выше находятся в пределах 1,2—1,45 Т для горячекатаных сталей и 1,5—1,7 Т для холоднокатаных сталей у масляных трансформаторов и соответственно 1,0—1,2 Т и 1,1—1,5 Т у сухих трансформаторов.

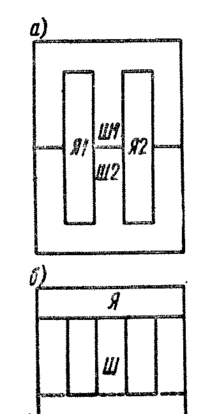


Рис. 12-14. Раскрой листов (*а*) и укладка магнитопровода (*б*) трансформатора небольшой мощности

§ 12-3. Обмотки трансформаторов

Конструкция обмоток трансформаторов должна удовлетворять условиям высокой электрической и механической прочности, а также нагревостойкости. Кроме того, технология изготовления обмоток должна быть по возможности простой и недорогой, а электрические потери в обмотках должны находиться в установленных пределах. Конструкции обмоток в зависимости от номинального тока и номинального напряжения обмотки весьма разнообразны.

Обмотки изготовляются из медного, а в последнее время часто также из алюминиевого провода. Плотность тока в медных обмотках масляных трансформаторов находится в пределах 2—4,5 А/мм², а в сухих трансформаторах 1,2—3,0 А/мм². Верхние пределы относятся к более мощным трансформаторам. В алюминиевых обмотках плотность тока на 40—45% меньше. Для изготовления обмоток применяются круглые провода сечением 0,02—10 мм² и прямоугольные сечением 6—60 мм². Во многих случаях витки и катушки обмоток наматываются из определенного числа параллельных проводников.

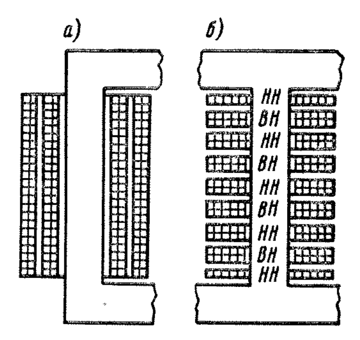


Рис. 12-15. Концентрические (*а*) и чередующиеся (*б*) обмотки

Обмотки масляных трансформаторов изготовляются из проводов с эмалевой и хлопчатобумажной изоляцией (круглые сечения) и из проводов, изолированных двумя слоями кабельной бумаги и хлопчатобумажной пряжей (прямоугольные сечения). В сухих силовых трансформаторах применяются провода с нагревостойкой изоляцией из стекловолокна.

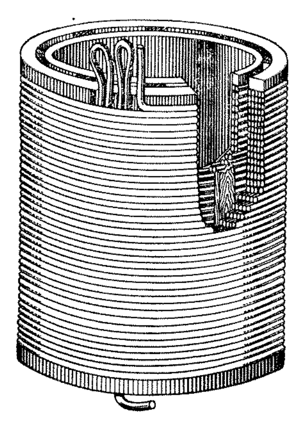


Рис. 12-16. Многослойная цилиндрическая обмотка

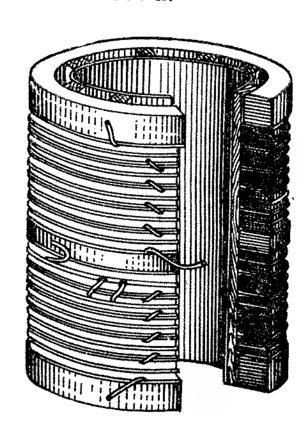


Рис. 12-17. Многослойная цилиндрическая катушечная обмотка

По способу расположения на стержнях и по взаимному расположению обмоток высшего напряжения *ВН* и низшего напряжения *НН* обмотки разделяются на концентрические (рис. 12-15, *а*) и чередующиеся (рис. 12-15, *б*). В первом случае обмотки

ВН и *НН* расположены относительно друг друга и вокруг стержня концентрически, причем ближе к стержню обычно находится обмотка *НН*, так как изоляция обмотки от стержня при этом облегчается. В чередующихся обмотках катушки *ВН* и *НН* чередуются вдоль стержня по высоте. Чередующиеся обмотки имеют более полную электромагнитную связь, однако они сложнее в изготовлении и в случае высоких напряжений изоляция обмоток друг от друга усложняется. Поэтому в силовых трансформаторах обычно применяются концентрические обмотки, разновидности которых кратко рассматриваются ниже.

Многослойные цилиндрические обмотки (рис. 12-16) изготовляются из круглых или прямоугольных проводников, которые размещаются вдоль стержня в несколько слоев, причем между слоями прокладывается изоляция из кабельной бумаги. При большом числе слоев обмотка подразделяется на две концентрические катушки, между которыми оставляется канал для охлаждения. Эти обмотки применяются при мощностях на стержень $S_{ст} \leqslant 200$ кВ·А, при токе на обмотку стержня $I_{ст} \leqslant 135$ А и напряжении $U_{л.н} \leqslant 35$ кВ.

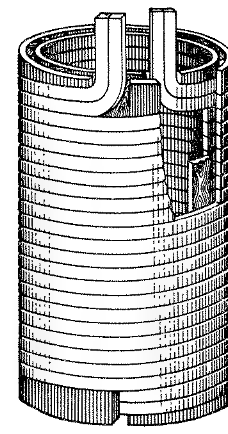


Рис. 12-18. Двухслойная цилиндрическая обмотка

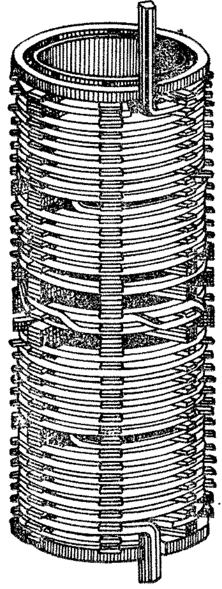


Рис. 12-19. Винтовая обмотка

Многослойные цилиндрические катушечные обмотки (рис. 12-17) наматываются из круглого провода и состоят из многослойных дисковых катушек, расположенных вдоль стержня. Между катушками (через каждую катушку или через две-три катушки) могут быть оставлены радиальные каналы для охлаждения. Такие обмотки

применяются на стороне высшего напряжения при $S_{\text{ст}} \leqslant 335$ кВ·А, $I_{\text{ст}} \leqslant 45$ А и $U_{\text{л. н}} \leqslant 35$ кВ.

Однослойные и двухслойные цилиндрические обмотки (рис. 12-18) наматываются из одного или нескольких (до четырех) параллельных прямоугольных проводников и применяются при $S_{\text{ст}} \leqslant 200$ кВ·А, $I_{\text{ст}} \leqslant 800$ А и $U_{\text{л. н}} \leqslant 6$ кВ.

Винтовые обмотки (рис. 12-19) наматываются из ряда параллельных прямоугольных проводников (от 4 до 20), прилегающих друг к другу в радиальном направлении. При большом количестве параллельные проводники могут располагаться также в каждом витке в несколько слоев в аксиальном направлении или же обмотка выполняется многоходовой, т. е. параллельные проводники разбиваются на 2—4 группы и каждая группа образует самостоятельный винтовой ход обмотки.

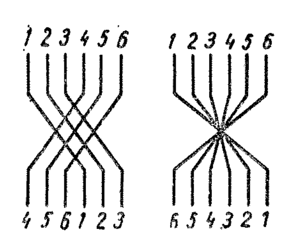


Рис. 12-20. Схемы частичной транспозиции параллельных проводников

Когда в радиальном направлении рядом располагается несколько параллельных проводников, то ток распределяется между ними неравномерно, что вызывает увеличение потерь. Причиной неравномерного распределения тока является то, что такие элементарные витки, состоящие из одного параллельного проводника, сцепляются с разными по значению магнитными потоками и в них индуктируются разные э. д. с. Такая разница в потокосцеплениях обусловлена магнитными потоками рассеяния (см. § 14-1 и 14-4), которые проходят в пространстве, занимаемом обмотками. Иными словами, можно сказать, что причиной увеличения потерь являются вихревые токи, индуктируемые магнитным полем в проводниках обмотки и вызывающие явление поверхностного эффекта. Вследствие этого активное сопротивление обмотки увеличивается.

Для обеспечения достаточно равномерного распределения тока между проводниками необходимо произвести транспозицию (перекладку) параллельных проводников, образующих виток (рис. 12-20). При полной транспозиции каждый проводник занимает в радиальном направлении поочередно все положения, возможные в пределах одного витка. Часто производится только частичная транспозиция проводников. Транспозиция осуществляется в нескольких местах по высоте стержня.

Винтовыми выполняются обмотки низшего напряжения при $S_{\text{ст}} \geqslant 45$ кВ·А и $I_{\text{ст}} \geqslant 300$ А.

Непрерывная спиральная катушечная обмотка (рис. 12-21) выполняется из прямоугольного провода и состоит из нескольких десятков дискообразных катушек, причем катушки наматываются

по спирали и соединяются друг с другом без пайки. Если виток состоит из нескольких параллельных проводников, то производится их транспозиция. Такие обмотки применяются при $S_{\text{ст}} \geqslant 60$ кВ·А, $I_{\text{ст}} \geqslant 20$ А, $U_{\text{л. н}} \geqslant 2$ кВ.

Последние два типа обмоток являются в механическом отношении наиболее устойчивыми и способны выдерживать значительные осевые усилия, так как состоят из дискообразных элементов, имеющих в радиальном направлении достаточные размеры.

Радиальные и аксиальные каналы между катушками и слоями обмотки образовываются путем установки прокладок и реек, склеенных и спрессованных из электротехнического картона. При небольших мощностях и невысоких напряжениях цилиндрические обмотки надеваются на стержень магнитопровода и крепятся относительно его деревянными клиньями и планками, которые играют также роль изоляции. В остальных случаях применяются мягкие изоляционные цилиндры из листов электротехнического картона или жесткие цилиндры из рулонного электротехнического картона на бакелитовом лаке.

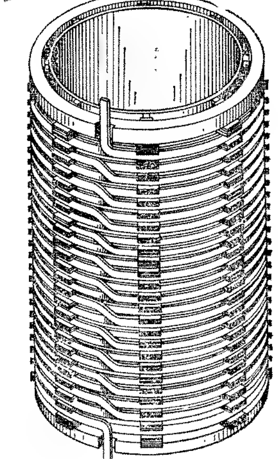


Рис. 12-21. Непрерывная спиральная катушечная обмотка

Наружная и внутренняя обмотки также крепятся относительно друг друга с помощью реек. Изоляция между обмоткой и ярмом выполняется из колец, шайб и прокладок, изготовляемых из электротехнического картона. При высоких напряжениях в случае надобности между обмотками и баком трансформатора ставятся изоляционные барьеры из электротехнического картона.

В весьма мощных трансформаторах применяются также более сложные виды обмоток.

§ 12-4. Схемы и группы соединений обмоток трансформаторов

Обозначения начал и концов обмоток трансформаторов приводятся в табл. 12-1.

Зажимы нулевой точки при соединении в звезду обозначаются O, O_m, o.

Схемы соединения обмоток трехфазных трансформаторов. В большинстве случаев обмотки трехфазных трансформаторов соединяются либо в звезду (Y), либо в треугольник (Δ).

Выбор схемы соединения обмоток зависит от ряда причин. Например, для сетей с напряжением 35 кВ и более выгодно соеди-

Таблица 12-1

Обозначения начал и концов обмоток трансформатора

Наименование обмоток	Однофазные трансформаторы	Трехфазные трансформаторы
Обмотки высшего напряжения:		
начала	A	A, B, C
концы	X	X, Y, Z
Обмотки низшего напряжения:		
начала	a	a, b, c
концы	x	x, y, z
Обмотки среднего напряжения:		
начала	A_m	A_m, B_m, C_m
концы	X_m	X_m, Y_m, Z_m

нить обмотку трансформатора в звезду и заземлить нулевую точку, так как при этом напряжение выводов трансформатора и проводов линии передачи относительно земли будет всегда в $\sqrt{3}$ раза меньше линейного, что приводит к снижению стоимости изоляции. Осветительные лампы накаливания более низкого напряжения имеют большую световую отдачу, а осветительные сети выгодно строить на более высокое напряжение. Поэтому вторичные обмотки трансформаторов, питающих осветительные сети, соединяются обычно в звезду и осветительные лампы включаются на фазное напряжение — между линейными и нулевыми проводниками. В ряде случаев, когда ток обмотки невелик, при соединении в звезду обмотки получаются более дешевыми, так как число витков при этом уменьшается в $\sqrt{3}$ раза, а сечение проводов увеличивается также в $\sqrt{3}$ раза, вследствие чего трудоемкость изготовления обмотки и стоимость обмоточного провода уменьшаются. С другой стороны, с точки зрения влияния высших гармоник (см. § 13-1) и поведения трансформатора при несимметричных нагрузках (см. § 16-2) целесообразно соединять одну из обмоток трансформатора в треугольник.

В некоторых случаях применяется также соединение обмоток по схеме зигзага (рис. 12-22), когда фаза обмотки разделяется на две части, которые располагаются на разных стержнях и соединяются последовательно. При этом вторая половина обмотки подключается по отношению к первой встречно (рис. 12-22, *а*), так как в этом случае э. д. с. фазы будет в $\sqrt{3}$ раза больше (рис. 12-22, *б*), чем при согласном включении (рис. 12-22, *в*). Однако при встречном включении половин обмотки ее э. д. с. $(\sqrt{3}\,E_1)$ будет все же в $2/\sqrt{3} = 1{,}15$ раза меньше, чем при расположении обеих половин на одном стержне $(2E_1)$. Поэтому расход обмоточного провода при соединении зигзагом увеличивается на 15%. Вследствие этого

соединение зигзагом используется только в специальных случаях, когда возможна неравномерная нагрузка фаз с наличием токов нулевой последовательности (см. § 16-2).

Группы соединений обмоток.

Для включения трансформатора на параллельную работу с другими трансформаторами имеет значение сдвиг фаз между э. д. с. первичной и вторичной обмоток. Для характеристики этого сдвига вводится понятие о группе соединений обмоток.

На рис. 12-23, *а* показаны обмотки однофазного трансформатора, намотанные по левой винтовой линии и называемые поэтому «левыми», причем у обеих обмоток начала A, a находятся сверху, а концы X, x — снизу. Будем считать э. д. с. положительной, если она действует от конца обмотки к ее началу. Обмотки на рис. 12-23, *а* сцепляются с одним и тем же потоком. Вследствие этого э. д. с. этих обмоток в каждый момент времени действуют в одинаковых направлениях — от концов к началам или наоборот, т. е. они одновременно положительны или отрицательны. Поэтому э. д. с. $\dot{E}_A$ и $\dot{E}_a$ совпадают по фазе, как показано на рис. 12-23, *а*. Если же у одной из обмоток переменить начало и конец (рис. 12-23, *б*), то направление ее э. д. с., действующей от конца к началу, изменится на обратное и э. д. с. $\dot{E}_A$ и $\dot{E}_a$ будут иметь сдвиг 180°. Такой же результат получится, если на рис. 12-23, *а* одну из обмоток выполнить «правой».

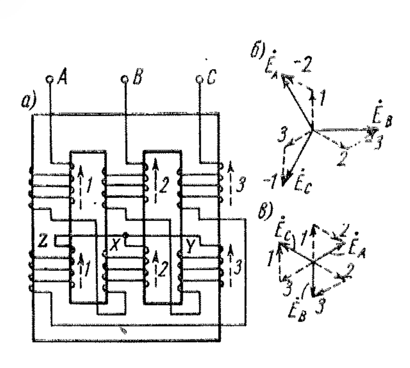


Рис. 12-22. Соединение трехфазной обмотки зигзагом

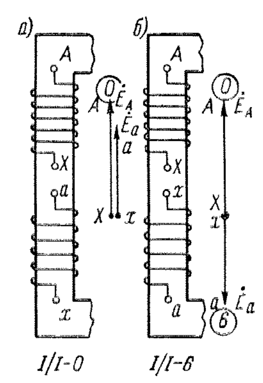


Рис. 12-23. Группы соединений однофазного трансформатора

Для обозначения сдвига фаз обмоток трансформатора векторы их линейных э. д. с. уподобляют стрелкам часового циферблата, причем вектор обмотки ВН принимают за минутную стрелку и счи-

тают, что на циферблате часов она направлена на цифру 12, а вектор обмотки НН принимают за часовую стрелку. Тогда на рис. 12-23, *а* часы будут показывать 0 или 12 ч, и такое соединение обмоток поэтому называется группой 0 (ранее в этом случае применялось название «группа 12»). На рис. 12-23, *б* часы будут показывать 6 ч, и такое соединение называется группой 6. Соответственно соединение обмоток однофазных трансформаторов согласно рис. 12-23, *а* обозначается I/I-0, а согласно рис. 12-23, *б* — I/I-6. В СССР стандартизованы и изготовляются однофазные трансформаторы только с соединением I/I-0.

Рис. 12-24. Трехфазный трансформатор со схемой и группой соединений Y/Y-0

Рассмотрим теперь трехфазный трансформатор с соединением обмоток ВН и НН в звезду, причем предположим, что 1) обмотки ВН и НН имеют одинаковую намотку (например, «правую»); 2) начала и концы обмоток расположены одинаково (например, концы снизу, а начала сверху и 3) одноименные обмотки (например A и a, а также B и b, C и c) находятся на общих стержнях (рис. 12-24, *а*). Тогда звезды фазных э. д. с. и треугольники линейных э. д. с. будут иметь вид, показанный на рис. 12-24, *б*. При этом одноименные векторы линейных э. д. с. (например, $\dot{E}_{AB}$ и $\dot{E}_{ab}$) направлены одинаково, т. е. совпадают по фазе, и при расположении их на циферблате часов, согласно изложенному правилу, часы будут показывать 0 ч (рис. 12-24, *в*). Поэтому схема и группа соединений такого трансформатора обозначается Y/Y-0.

Если на рис. 12-24, *а* произвести круговую перемаркировку (или перестановку) фаз обмотки НН и разместить фазу a на среднем стержне, фазу b — на правом и c — на левом, то на векторной диаграмме НН (рис. 12-24, *б*) произойдет круговая перестановка букв a, b, c по часовой стрелке. При этом получится группа соединений 4, а при обратной круговой перестановке будет группа соединений 8. Если переменить местами начала и концы обмоток, то получатся еще группы соединений 6, 10 и 2. Значит, при соединении по схеме Y/Y возможно шесть групп соединений, причем все они четные. Такие же группы соединений можно получить при схеме соединений Δ/Δ.

Допустим теперь, что обмотки соединены по схеме Y/Δ, как показано на рис. 12-25, *а*, и соблюдены те же условия, которые были оговорены для рис. 12-24, *а*. Тогда векторные диаграммы э. д. с. обмоток ВН и НН будут иметь вид, показанный на

рис. 12-25, *б*. При этом одноименные линейные э. д. с. (например, $\dot{E}_{AB}$ и $\dot{E}_{ab}$) будут сдвинуты на 30° и расположатся на циферблате часов, как показано на рис. 12-25, *в*. Соединение обмоток такого трансформатора обозначается Y/Δ-11. При круговых перестановках фаз и при перемаркировке начал и концов одной из обмоток (или при установке вместо перемычек ay, bz, cx в треугольнике на рис. 12-25, *а* перемычек az, bx, cy) можно получить также другие нечетные группы: 1, 3, 5, 7 и 9.

Рис. 12-25. Трехфазный трансформатор со схемой и группой соединений Y/Δ-11

Большой разнобой в схемах и группах соединений изготовляемых трансформаторов нежелателен. Поэтому ГОСТ 11677—75 предусматривает изготовление трехфазных силовых трансформаторов со следующими группами соединений обмоток: Y/Y_0-0, Δ/Y_0-11, Y/Δ-11 и Y_0/Δ-11, а также звезда-зигзаг-11. При этом первым обозначено соединение обмотки ВН, вторым — соединение обмотки НН, а индекс «0» указывает на то, что наружу выводится нулевая точка обмотки.

§ 12-5. Элементы конструкции и способы охлаждения масляных трансформаторов

Конструкция бака масляного трансформатора зависит от его мощности.

Трансформаторы мощностью до $S_н = 20$ кВ·А имеют гладкие баки. Внутри бака возникает естественная конвекция масла: масло возле обмоток и магнитопровода нагревается и поднимается вверх, а у стенок бака охлаждается и опускается вниз. Стенка бака отдает тепло в окружающую среду путем лучеиспускания и конвекции воздуха. Наибольшая допустимая температура масла в верхних слоях 95° С.

При $S_н > 20$ кВ·А поверхность гладкого бака недостаточна для отвода тепла с необходимой интенсивностью. Поэтому у трансформаторов мощностью $S_н = 20 \div 1800$ кВ·А к баку привариваются трубы (рис. 12-26), по которым вследствие естественной конвекции сверху вниз циркулирует масло. Вместо трубчатых баков в некоторых странах применяются волнистые баки, однако они менее прочны и более трудоемки в изготовлении.

В трансформаторах мощностью выше 1800 кВ·А используются гладкие баки с подвешенными к ним трубчатыми охладителями

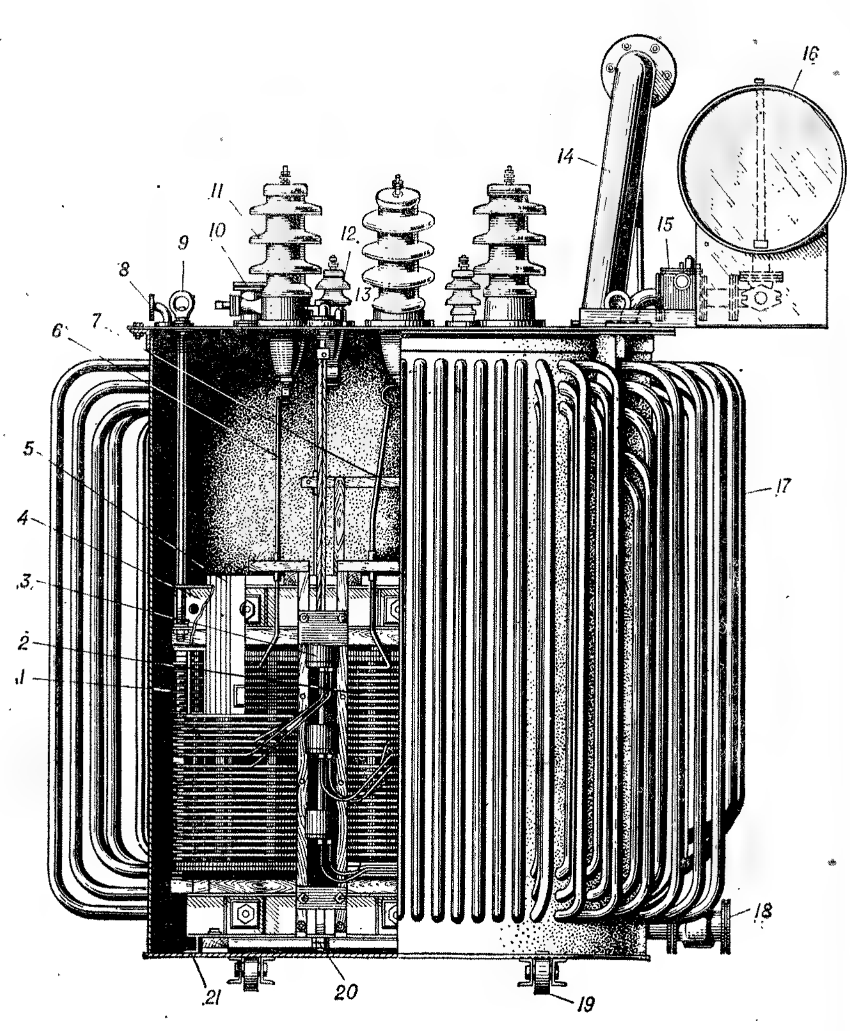


Рис. 12-26. Трансформатор с трубчатым баком

1 — обмотка ВН; *2* — обмотка НН; *3* — переключатель регулировочных отводов обмотки ВН; *4* — балка, прессующая ярмо; *5* — шихтованный магнитопровод; *6* — отводы ВН; *7* — отводы НН; *8* — патрубок для присоединения вакуумного насоса; *9* — кольцо для подъема выемной части; *10* — кран для заливки масла; *11* — ввод (изолятор) ВН; *12* — ввод (изолятор) НН; *13* — привод переключателя; *14* — выхлопная труба; *15* — газовое реле; *16* — расширитель; *17* — трубчатый бак; *18* — кран для спуска масла; *19* — транспортный ролик; *20* — вертикальная шпилька для стягивания прессующих балок ярем; *21* — упорный угольник на дне бака

(рис. 12-27), которые сообщаются с внутренней полостью бака в его верхней и нижней частях. Циркуляция масла в охладителе также совершается в результате естественной конвекции. При $S_н = 10 \div 60$ МВ·А для более интенсивного отвода тепла от охладителей применяется их обдувание с помощью вентиляторов. При этом теплоотдача увеличивается на 50—60%.

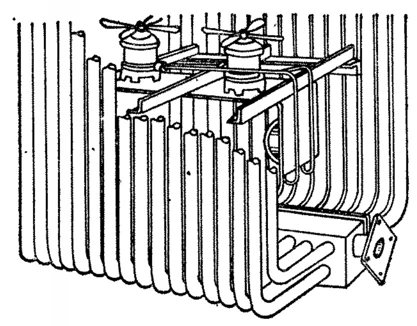


Рис. 12-27. Трубчатый охладитель с вентилятором

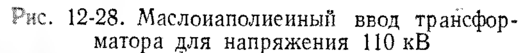
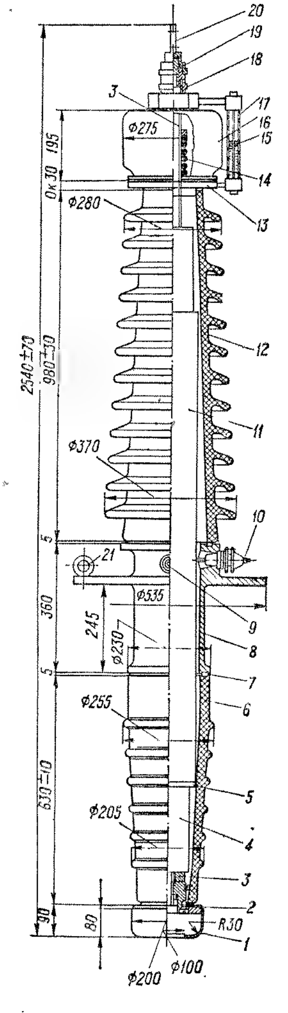


Рис. 12-28. Маслонаполненный ввод трансформатора для напряжения 110 кВ

1 — алюминиевый экран; *2* — чугунный стакан; *3* — медная токоведущая труба; *4* — опорный изоляционный бумажно-бакелитовый цилиндр; *5* — гетинаксовая шайба; *6* — нижняя фарфоровая покрышка; *7* — уплотняющая шайба; *8* — соединительная чугунная втулка; *9* — устройство для взятия пробы масла; *10* — зажим с изолятором для измерения тангенса угла потерь изоляции ввода; *11* — изоляционный сердечник из пропитанной маслом бумаги; *12* — верхняя фарфоровая покрышка; *13* — поддон; *14* — пружина; *15* — поплавок; *16* — маслорасширитель с масляным затвором; *17* — стеклянный маслоуказатель; *18* — уплотняющая втулка; *19* — латунный наконечник для кабеля; *20* — контактный зажим; *21* — рым для подъема ввода (4 штуки)



Еще более интенсивным является водяное охлаждение. При этом масло откачивается из верхней части бака насосом, проходит через водяные охладители (теплообменники) и поступает в нижнюю часть бака. Иногда водяные охладители помещают внутри бака трансформатора. Водяное охлаждение применяется для самых мощных трансформаторов.

На крышке трансформатора устанавливаются вводы (рис. 12-26 и 12-28). Проходящие через ввод токоведущий медный стержень или медная труба служат для соединения трансформатора с внешней сетью.

Трансформаторы мощностью более 75 кВ·А снабжаются расширителями (рис. 12-26 и 12-29). Расширитель представляет собой цилиндрический стальной сосуд и соединяется при помощи патрубка

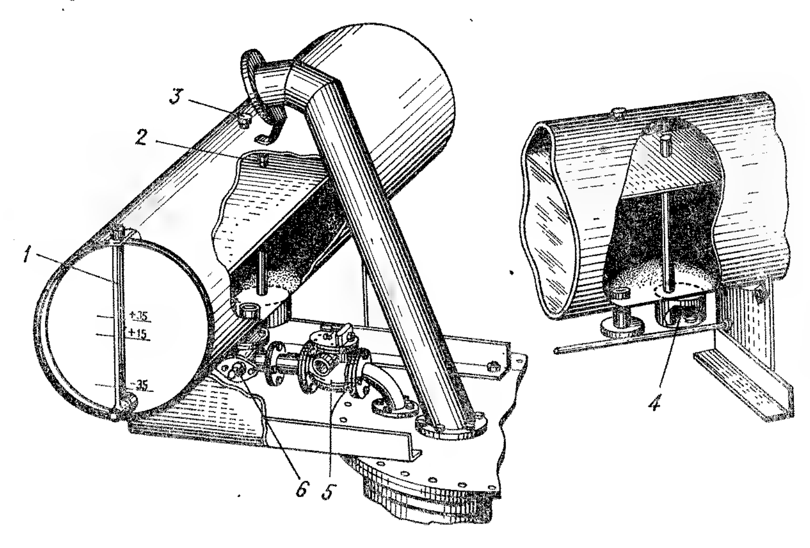


Рис. 12-29. Расширитель и выхлопная труба трансформатора

1 — указатель уровня масла; *2* — труба для свободного обмена воздуха; *3* — пробка для заливки масла; *4* — грязеотстойник; *5* — газовое реле; *6* — кран для отсоединения расширителя

с баком. Открытая поверхность масла при колебаниях температуры окружающей среды и нагрузки трансформатора всегда должна оставаться в пределах расширителя. Тем самым открытая поверхность масла уменьшается, что ограничивает его окисление. Для предотвращения повреждения бака в случае бурного разложения масла и выделения газа в результате аварии на крышке трансформатора устанавливается также выхлопная труба (рис. 12-26 и 12-29). Труба закрыта стеклянной мембраной, которая при повышении давления внутри бака лопается.

Между расширителями и баком трансформатора мощностью более 560 кВ·А устанавливается газовое реле (рис. 12-29). Если в результате каких-либо местных нагревов (замыкание листов магнитопровода, плохие контакты и т. д.) начнется разложение изоляции или масла, то газы начнут накапливаться внутри газового

реле, под его крышкой, выжимая из него масло. При этом опрокидывается поплавок газового реле и замыкаются сигнальные контакты. При бурном выделении газов замыкается вторая пара контактов газового реле, в результате чего замыкается цепь на отключение трансформатора из сети.

В процессе работы трансформатора происходит окисление, увлажнение и загрязнение масла, что сопровождается ухудшением его изоляционных свойств. Поэтому производится регулярный отбор проб масла, а также периодическая его сушка, очистка, восстановление или замена новым. В необходимых случаях производится также вакуумная сушка магнитопровода и обмоток трансформатора. Для этих целей предусматриваются краны и другая арматура.

Трансформаторы мощностью до 1800 кВ·А перевозятся в собранном виде на нормальных железнодорожных платформах. С трансформаторов мощностью более 1800 кВ·А и до 5600 кВ·А по условиям железнодорожных габаритов приходится снимать радиаторы, расширитель, выхлопную трубу и вводы на напряжение 110 кВ и выше.

Трансформаторы мощностью более 5600 кВ·А, массой более [illegible] т необходимо перевозить на специальных железнодорожных транспортерах, имеющих низкую нагрузочную платформу. При этом у трансформаторов больших мощностей приходится не только снимать выступающие части, но применять разъемный бак с временной транспортной крышкой небольшой высоты или даже транспортный бак с предельно уменьшенными размерами во всех трех направлениях.

Трансформаторы мощностью 200—300 МВ·А имеют массу около 1 кг на 1 кВ·А мощности.

Глава тринадцатая

НАМАГНИЧИВАНИЕ МАГНИТОПРОВОДОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 13-1. Явления, возникающие при намагничивании магнитопроводов трансформаторов

При намагничивании магнитопроводов трансформаторов вследствие насыщения магнитной цепи возникают явления, требующие отдельного изучения. Для этого рассмотрим режим холостого хода

трансформатора, когда первичная обмотка подключается на синусоидальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута.

Однофазный транформатор. При холостом ходе трансформатора для первичного напряжения действительно уравнение

$$u = ri + (-e) = ri + w\frac{d\Phi}{dt},$$

т. е. напряжение u расходуется на падение напряжения ri и уравновешивание э. д. с.

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}.$$

Если пренебречь незначительным падением напряжения ri, то

$$U = -e = w\frac{d\Phi}{dt}.$$

Поэтому, если напряжение синусоидально:

$$u = U_m \sin \omega t,$$

то поток Φ также должен изменяться по синусоидальному закону:

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2).$$

Пренебрежем сначала также потерями в стали. Тогда потребляемый из сети ток холостого хода $i = i_0$ является чисто реактивным намагничивающим током ($i_0 = i_{0r}$).

Поток Φ создается током i_{0r}. Так как при наличии насыщения пропорциональность между Φ и i_{0r} нарушается, то при синусоидальном потоке Φ ток i_{0r} уже не будет синусоидальным.

На рис. 13-1 в правом квадранте представлена кривая $\Phi = f(i_{0r})$ при наличии насыщения, а в левом квадранте — синусоидальная кривая $\Phi = f(t)$, где t — время. В нижнем квадранте этого рисунка изображена кривая $i_{0r} = f(t)$, которую можно получить, как показано на рисунке, если значения Φ по кривой $\Phi = f(t)$ для отдельных моментов времени *1*, *2*, *3* и т. д. снести на кривую $\Phi = f(i_{0r})$ и получаемые при этом значения i_{0r} снести вниз и отложить для этих же моментов времени. Отрицательная полуволна кривой $i_{0r} = f(t)$ будет иметь такую же форму, как и положительная. Такая несинусоидальная кривая $i_{0r} = f(t)$ (рис. 13-2) содержит все нечетные гармоники ($\nu = 1, 3, 5...$), из которых наряду с первой, или основной ($\nu = 1$), наиболее сильной будет третья гармоника. Для стали марки 15... и максимальной индукции 1,4 Т третья гармоника составляет около 30%, а пятая — около 15% от основной.

Кроме реактивной составляющей i_{0r}, ток холостого хода i_0 содержит также относительно малую активную составляющую i_{0a}, которая синусоидальна и вызвана магнитными потерями в маг-

нитопроводе (рис. 13-2). Полный намагничивающий ток $i_0 = i_{0a} + i_{0r}$ имеет несимметричную форму.

Трехфазный трансформатор с соединением обмоток Y/△. Пусть на холостом ходу к сети с синусоидальным напряжением приключена обмотка, соединенная треугольником (рис. 13-3, *а*). При этом каждая фаза этой обмотки будет приключена к синусоидальному напряжению сети. Следовательно, потоки каждой фазы также будут синусоидальными, а намагничивающие токи фаз i_{0ra}, i_{0rb}, i_{0rc}, как и у однофазного трансформатора, будут содержать нечетные высшие гармоники. В каждой фазе высшие гармоники тока будут располагаться относительно основной гармоники тока идентичным образом (рис. 13-4).

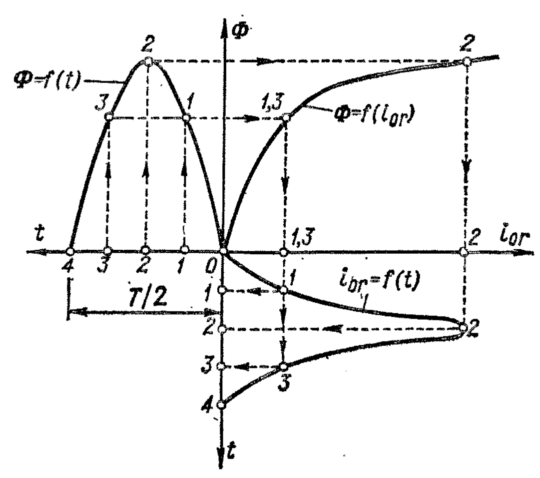


Рис. 13-1. Определение реактивной составляющей намагничивающего тока однофазного трансформатора

Однако, в то время как основные гармоники отдельных фаз будут сдвинуты относительно друг друга на 120°, третьи гармоники будут сдвинуты на 3·120° = 360° или 0°, пятые — на 5·120° = 600° или 240°, седьмые — на 7·120° = 840° или 120°, девятые — на 9·120° = 3·360° или 0° и т. д.

Рис. 13-2. Гармоники намагничивающего тока однофазного трансформатора

Таким образом, гармоники, кратные трем ($\nu = 3, 9, 15...$), в отдельных фазах обмотки будут совпадать по фазе. По этой причине в линейных токах, которые представляют собой разность токов соответствующих фаз, гармоники, кратные трем, будут отсутствовать. Поэтому токи этих гармоник будут циркулировать внутри замкнутого треугольника (рис. 13-3, *а*), причем, будучи равными по значению и совпадая по фазе, они образуют общий замкнутый циркуляционный ток.

Если трансформатор с соединением обмоток Y/Δ питать на холостом ходу со стороны обмотки, соединенной в звезду (рис. 13-3, *б*),

то гармоники, кратные трем, в фазных токах существовать не могут, поскольку они должны совпадать по фазе и в то же время

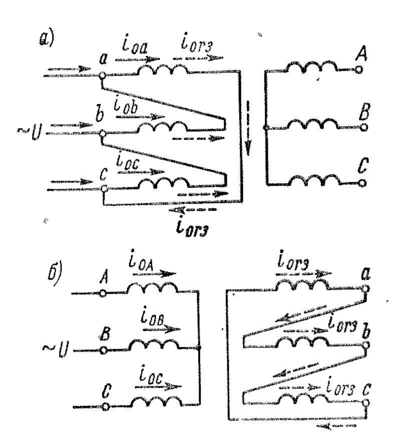


Рис. 13-3. Питание трансформатора с соединением обмоток Y/Δ на холостом ходу: *а* — со стороны обмотки, соединенной в треугольник; *б* — со стороны обмотки, соединенной в звезду

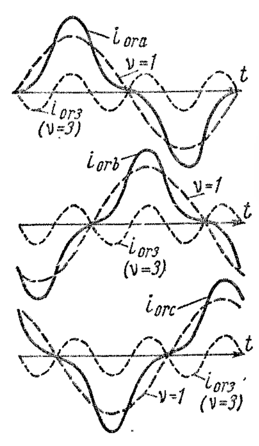


Рис. 13-4. Реактивные составляющие намагничивающего тока и его гармоник в отдельных фазах обмотки трансформатора, соединенной треугольником

их сумма должна равняться нулю, так как из нулевой точки выхода тока нет. Однако, как было выяснено выше в связи с рассмотрением процесса намагничивания магнитопровода однофазного трансформатора, при наличии насыщения для получения синусоидально изменяющегося магнитного потока намагничивающий ток должен содержать гармоники, кратные трем. Поскольку в рассматриваемом случае наличие таких гармоник тока невозможно, то поток будет несинусоидальным.

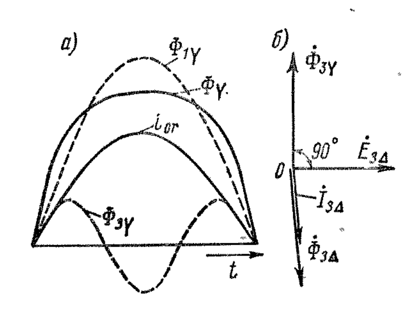


Рис. 13-5. Форма кривой потока при синусоидальном намагничивающем токе (*а*) и векторная диаграмма потоков и токов третьей гармоники (*б*)

При отсутствии гармоник, кратных трем, ток i_{0r} будет близок к синусоидальному (рис. 13-5), так как гармоники $\nu = 5, 7...$ относительно малы. При такой форме тока i_{0r} кривая потока Φ_Y, создаваемого обмоткой, соединенной в звезду, вследствие насыщения будет иметь уплощенную или затупленную сверху форму

(рис. 13-5, *а*). Такая кривая потока наряду с основной гармоникой Φ_{1Y} будет содержать также относительно сильную третью гармонику Φ_{3Y}. Третьи гармоники потока Φ_{3Y} всех трех фаз совпадают по фазе и будут индуктировать во вторичной обмотке, соединенной треугольником, три равные по значению и совпадающие по фазе э. д. с. $E_{3\Delta}$ (рис. 13-5, *б*). Складываясь в контуре треугольника, эти э. д. с. создают в этом контуре ток $I_{3\Delta}$, который вследствие преобладания индуктивного сопротивления будет почти чисто индуктивным. Создаваемые этим током потоки $\Phi_{3\Delta}$ будут почти полностью компенсировать потоки Φ_{3Y}. Поэтому результирующие потоки фаз будут практически синусоидальными. Таким образом, по сравнению с питанием со стороны обмотки, соединенной треугольником, разница заключается практически только в том, что третья и кратные ей гармоники намагничивающего тока возникают на вторичной стороне (рис. 13-3, *б*).

Из изложенного следует, что в случае соединения одной из обмоток трансформатора в треугольник магнитные потоки, э. д. с. и напряжения фаз остаются синусоидальными. Это обстоятельство составляет существенное преимущество трехфазных трансформаторов, у которых одна из обмоток соединена в треугольник.

Сказанное в равной степени относится как к групповым трехфазным трансформаторам, так и к трехфазным трансформаторам с общим магнитопроводом.

Трехфазный трансформатор с соединением обмоток Y/Y. В трансформаторе с таким соединением обмоток кратные трем гармоники ($\nu = 3, 9, 15 ...$) в намагничивающих токах первичной и вторичной обмоток, как было выяснено выше, существовать не могут. Однако при этом, как также было показано выше, магнитные потоки фаз наряду с основной гармоникой Φ_1 содержат еще третьи гармоники потока Φ_3.

Следовательно, характерной особенностью соединения Y/Y является наличие третьих гармоник потока Φ_3, которые во всех трех фазах магнитопровода совпадают по фазе. В результате этого фазные э. д. с. и напряжения несинусоидальны и содержат третьи гармоники э. д. с. E_3.

Величина этих гармоник может быть значительной. Так, например, если Φ_3 составляет 10% от Φ_1, то э. д. с. E_3 составляет уже 30% от E_1, так как поток Φ_3 изменяется с трехкратной частотой. Однако линейные э. д. с. и напряжения синусоидальны, так как в разности э. д. с. двух фаз э. д. с. E_3 исчезают.

В трехфазной группе однофазных трансформаторов (рис. 13-6, *а*) и в бронестержневых трансформаторах (рис. 13-6, *б*) потоки Φ_3 в каждой фазе замыкаются по замкнутому магнитопроводу, как и

поток Φ_1. Однако в трехстержневом трансформаторе потоки Φ_3 по замкнутому пути в магнитопроводе замыкаться не могут, так как в каждый момент времени они имеют во всех стержнях одинаковое направление (рис. 13-6, *в*). Поэтому потоки Φ_3 замыкаются от одного ярма к другому через трансформаторное масло или воздух, а также через крепежные детали и стенки бака трансформатора, что приводит к уменьшению потоков Φ_3 по сравнению с этими потоками в трансформаторах других типов. Замыкание потока через крепежные

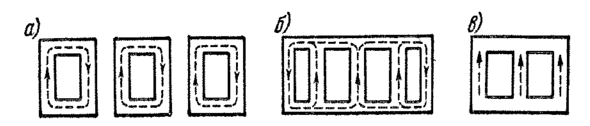


Рис. 13-6. Третьи гармоники потока в трехфазных трансформаторах

детали и стенки бака трехстержневого трансформатора вызывает потери на вихревые токи.

Таким образом, в трехфазных трансформаторах с соединением Y/Y возникают неблагоприятные явления: искажения кривых фазных напряжений, а в трехстержневых трансформаторах также добавочные потери от вихревых токов.

Наличие нулевого провода в принципе могло бы улучшить положение, так как при этом образуется замкнутый контур для третьих гармоник тока I_3, причем в нулевом проводе возникает ток $3I_3$. Однако если этот контур создается через сопротивление нагрузки или другие сопротивления, то токи I_3 и их влияние будут малы.

Ввиду изложенного мощных высоковольтных трансформаторов с соединением обмоток по схеме Y/Y, как правило, не строят. Если же в отдельных случаях возникает потребность в таких трансформаторах (например, при необходимости заземления нулевых точек с обеих сторон), то в трансформаторе можно намотать дополнительную, третичную обмотку с соединением в треугольник, сечение которой рассчитано только на токи I_3.

§ 13-2. Расчет магнитной цепи трансформатора

Расчет магнитной цепи производится с целью определения намагничивающего тока и магнитных потерь. Расчет реактивной составляющей намагничивающего тока можно выполнить двумя методами.

Первый метод аналогичен методу расчета магнитной цепи машины постоянного тока (см. гл. 2). При этом магнитная цепь вдоль средней магнитной линии (рис. 13-7) разбивается на участки (стержни, ярма и воздушные зазоры или щели между ними), в пределах которых магнитные индукции $B_{ст}$, $B_я$, B_δ можно считать постоянными. Задаваясь амплитудой потока стержня $\Phi_{ст}$, определяют амплитуды индукции $B_{ст}$, $B_я$, $B_\delta = B_{ст}$ и затем по кривым намагничивания стали (см. рис. В-1) находят $H_{ст}$ и $H_я$. Тогда н. с. однофазного трансформатора (рис. 13-7, *а*)

$$F = 2H_{ст}l_{ст} + 2H_я l_я + 4\frac{B_{ст}}{\mu_0}\delta, \tag{13-1}$$

где δ — величина зазора, которая для шихтованных магнитопроводов равна 0,003—0,005 см, а для стыковых магнитопроводов больше этого значения на толщину изоляционной прокладки в стыке.

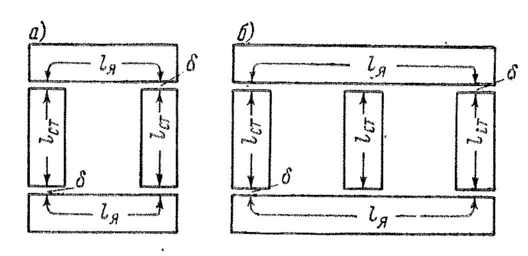


Рис. 13-7. Магнитная цепь однофазного (*а*) и трехфазного стержневого (*б*) трансформатора

Магнитная цепь трехстержневого трансформатора несколько несимметрична, и длины магнитных линий для крайних фаз несколько больше, чем для средней. Поэтому н. с. и намагничивающие токи крайних фаз также несколько больше. На практике этим различием пренебрегают и рассчитывают среднюю н. с. F для одной фазы. Тогда (рис. 13-7, *б*)

$$F = H_{ст}l_{ст} + \frac{2}{3}H_я l_я + n_ф\frac{B_{ст}}{\mu_0}\delta. \tag{13-2}$$

Здесь $n_ф$ — среднее число стыков или зазоров на фазу. Для трехстержневого трансформатора с шихтованным магнитопроводом (см. рис. 12-8, *б*) $n_ф = 7/3$ и со стыковым магнитопроводом $n_ф = 2$.

Действующее значение основной гармоники реактивной составляющей намагничивающего тока

$$I_{0r} = \frac{F}{\sqrt{2}kw}, \tag{13-3}$$

где w — число витков обмотки и k — коэффициент, учитывающий наличие в намагничивающем токе высших гармоник. При $B_{ст} = 1$ Т и $B_{ст} = 1{,}4$ Т соответственно приблизительно $k = 1{,}5$ и $k = 2{,}2$.

Магнитная характеристика $\Phi_{ст} = f(i_{0r})$ имеет вид, показанный на рис. 13-1.

Второй метод основан на вычислении энергии магнитного поля магнитопровода или его намагничивающей (реактивной) мощности.

Допустим, что B и H представляют собой амплитуды индукции и напряженности магнитного поля, изменяющихся синусоидально во времени. Тогда максимум магнитной энергии в единице объема поля

$$W'_{\text{макс}} = BH/2,$$

реактивная мощность на единицу объема

$$Q' = \omega W'_{\text{макс}} = \pi f BH,$$

а реактивная мощность магнитопровода с объемом V или массой G

$$Q = Q'V = \frac{Q'G}{\gamma} = \frac{\pi f BH}{\gamma} G = q_c G, \tag{13-4}$$

где γ — плотность стали магнитопровода, а

$$q_c = \frac{\pi f BH}{\gamma} = \frac{\pi f B^2}{\mu\gamma} \tag{13-5}$$

представляет собой реактивную мощность на единицу массы стали магнитопровода.

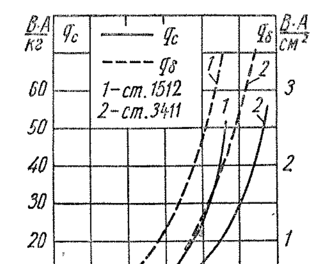


Рис. 13-8. Кривые удельной реактивной мощности магнитопровода и зазора

Для воздушных зазоров выражение для Q можно представить в виде

$$Q = qn\delta S_\delta = nq_\delta S_\delta,$$

где S_δ — площадь зазора; n — число зазоров на весь магнитопровод; q — реактивная мощность на единицу объема зазора; $q_\delta = q\delta$ — реактивная мощность на единицу площади зазора.

Значение $q_c = f(B)$ в принципе можно вычислить, зная кривую $B = f(H)$ для данного материала. Однако на практике пользуются данными, полученными непосредственно опытным путем. Кривые $q_\delta = f(B)$ для шихтованных магнитопроводов также определяются опытным путем, так как в таких магнитопроводах зазоры одного слоя шунтируются листами другого слоя и индукция в зазорах уменьшается, а в листах стали по соседству с зазорами увеличивается, вследствие чего q_δ зависит также от марки стали. Кривые $q_c = f(B)$ и $q_\delta = f(B)$ представлены на рис. 13-8.

Так как реактивная намагничивающая мощность трансформатора

$$Q_0 = mEI_{0r},$$

где m — число фаз, то

$$I_{0r} = \frac{Q_0}{mE} = \frac{q_{c.\,ст} G_{ст} + q_{c.\,я} G_я + nq_\delta S_\delta}{mE}. \tag{13-6}$$

Здесь $G_{ст}$ и $G_я$ — массы стержней и ярем трансформатора, а $q_{c.\,ст}$ и $q_{c.\,я}$ — удельные мощности q_c для стержня и ярма.

Обычно пользуются вторым методом расчета.

Магнитные потери в магнитопроводе $p_{мг}$ легко вычислить, зная удельные потери $p = f(B)$ для используемой марки стали:

$$p_{мг} = p_{ст} G_{ст} + p_я G_я. \tag{13-7}$$

Активная составляющая намагничивающего тока

$$I_{0a} = \frac{p_{мг}}{mE} = \frac{p_{ст} G_{ст} + p_я G_я}{mE}, \tag{13-8}$$

а полный намагничивающий ток, или ток холостого хода,

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}. \tag{13-9}$$

Ток I_0 в силовых трансформаторах относительно мал и составляет при номинальном напряжении 0,5—4% от номинального тока, причем второе число относится к трансформаторам малой мощности (10—20 кВ·А). Малое значение тока I_0 объясняется наличием замкнутого стального магнитопровода.

Глава четырнадцатая

СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА И ЕЕ ПАРАМЕТРЫ

§ 14-1. Индуктивности обмоток трансформатора и электромагнитное рассеяние

Индуктивности обмоток. В трансформаторах со стальным магнитопроводом магнитная проницаемость стали μ во время цикла перемагничивания непостоянна. Поэтому в течение этого цикла непостоянны также собственные L и взаимные M индуктивности обмоток трансформатора. В результате такого непостоянства μ при подключении трансформатора к сети с синусоидальным напряжением в его намагничивающем токе i_0 возникают высшие гармоники (см. § 13-1).

При работе трансформатора на ток i_0 накладывается ток нагрузки, по отношению к которому ток i_0 и, в особенности, его высшие гармоники малы. Поэтому при исследовании режимов работы трансформатора указанными гармониками можно пренебречь и учитывать только основную гармонику тока i_0. Это равносильно допущению, что во время цикла перемагничивания μ, L и M постоянны. Влияние насыщения магнитопровода при этом можно учесть, принимая в расчет при разных режимах работы трансформатора, при разных амплитудах потока магнитопровода, значения μ, L и M для данного режима работы. В соответствии с изложенным будем полагать, что μ, L и M постоянны.

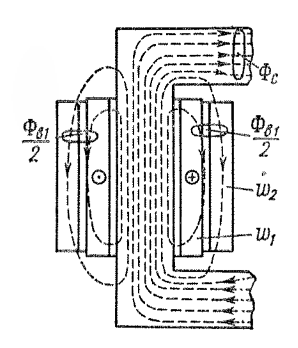


Рис. 14-1. Магнитные потоки трансформатора при одностороннем намагничивании ($i_1 \neq 0$, $i_2 = 0$)

Рассмотрим индуктивности и индуктивные сопротивления обмоток, обусловленные магнитным потоком магнитопровода $\Phi_с$, все силовые линии которого полностью замыкаются по замкнутому магнитопроводу и поэтому сцепляются со всеми витками первичной и вторичной обмоток (рис. 14-1).

Пусть поток $\Phi_с$ создается током первичной обмотки i_1, когда ток вторичной обмотки $i_2 = 0$. Значения $\Phi_с$ и i_1 могут быть известны, например, из данных расчета магнитной цепи или из опыта. Тогда собственная индуктивность первичной обмотки от потока в магнитопроводе

$$L_{с1} = w_1 \Phi_с / i_1. \tag{14-1}$$

Величину $L_{с1}$ можно выразить также через магнитное сопротивление магнитопровода

$$R_{\mu с} = \sum_k \frac{l_k}{\mu_k S_k}, \tag{14-2}$$

где l_k, S_k и μ_k соответственно означают длину, площадь сечения и магнитную проницаемость k-го участка магнитной цепи. При этом

$$\Phi_с = F_1/R_{\mu с} = w_1 i_1 / R_{\mu с}, \tag{14-3}$$

и после подстановки этого значения $\Phi_с$ в выражение (14-1) получим

$$L_{с1} = w_1^2 / R_{\mu с}. \tag{14-4}$$

Отметим, что значение $R_{\mu с}$ также может быть определено по данным расчета магнитной цепи или из данных опыта по соотношению (14-3).

Аналогично индуктивность вторичной обмотки от потока магнитопровода

$$L_{с2} = w_2^2 / R_{\mu с}, \tag{14-5}$$

а взаимная индуктивность первичной и вторичной обмоток от потока магнитопровода

$$M_с = w_1 w_2 / R_{\mu с}. \tag{14-6}$$

Картина магнитного поля, замыкающегося целиком по магнитопроводу, одинакова независимо от того, какой из обмоток это поле создается. Поэтому и магнитное сопротивление потоку $\Phi_с$ одинаково для поля обеих обмоток и в равенства (14-4), (14-5) и (14-6) входит одинаковая величина $R_{\mu с}$. Вследствие этого также

$$L_{с2} \frac{w_1^2}{w_2^2} = M_с \frac{w_1}{w_2} = L_{с1}. \tag{14-7}$$

Кроме потока $\Phi_с$, ток первичной обмотки i_1 создает также поток $\Phi_{в1}$ (рис. 14-1), силовые линии которого замыкаются частично по воздуху или через трансформаторное масло. Потокосцеплениям $\Psi_{в1}$ и $\Psi_{в12}$ этого потока с первичной и вторичной обмотками соответствует собственная индуктивность первичной обмотки

$$L_{в1} = \Psi_{в1} / i_1$$

и взаимная индуктивность двух обмоток

$$M_{в12} = \Psi_{в12} / i_1.$$

Точно так же при питании вторичной обмотки током i_2 создается поток $\Phi_{в2}$, замыкающийся частично по воздуху. Потокосцеплениям $\Psi_{в2}$ и $\Psi_{в21}$ этого потока с вторичной и первичной обмотками соответствует собственная индуктивность вторичной обмотки

$$L_{в2} = \Psi_{в2} / i_2$$

и взаимная индуктивность двух обмоток

$$M_{в21} = \Psi_{в21} / i_2.$$

При этом, согласно принципу взаимности,

$$M_{в12} = M_{в21} = M_в.$$

Поля потоков $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$ имеют гораздо более сложный характер, чем поле потока $\Phi_с$. Отдельные магнитные линии этих потоков сцепляются с неполными и разными числами витков первичной и вторичной обмоток. Поэтому в отличие от $L_{с2}$ [см. соотношения (14-7)]

$$L_{в2} \frac{w_1^2}{w_2^2} \neq M_в \frac{w_1}{w_2} \neq L_{в1}. \tag{14-8}$$

Полные собственные индуктивности первичной и вторичной обмоток

$$L_{11} = L_{c1} + L_{в1}; \quad L_{22} = L_{c2} + L_{в2}, \qquad (14\text{-}9)$$

и полная взаимная индуктивность

$$M = M_c + M_в. \qquad (14\text{-}10)$$

Первые слагаемые равенств (14-9) и (14-10) значительно больше вторых, так как потоки через воздух относительно малы.

Понятие об электромагнитном рассеянии. Полнота электромагнитной связи двух индуктивно связанных цепей характеризуется коэффициентом связи этих цепей

$$c = \frac{M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}. \qquad (14\text{-}11)$$

Как известно из курса теоретических основ электротехники, в реальных условиях всегда $c < 1$.

Если бы в трансформаторе отсутствовали потоки $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$, замыкающиеся по воздуху, то $L_{11} = L_{c1}$, $L_{22} = L_{c2}$, $M = M_c$, и в этом случае в соответствии с равенствами (14-4), (14-5), (14-6) и (14-11)

$$c = \frac{M_c}{\sqrt{L_{c1}L_{c2}}} = 1.$$

Таким образом, неполнота электромагнитной связи в трансформаторе, выражаемая неравенством $c < 1$, обусловлена наличием потоков $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$ или, точнее, неодинаковым их сцеплением с обеими обмотками. Условие $c = 1$ было бы достигнуто только в том случае, если бы удалось полностью совместить первичную и вторичную обмотки, что фактически невозможно.

Явление неполной электромагнитной связи называется э л е к т р о м а г н и т н ы м р а с с е я н и е м.

Наряду с соотношением (14-11) целесообразно ввести в рассмотрение к о э ф ф и ц и е н т э л е к т р о м а г н и т н о г о р а с с е я н и я

$$\sigma = 1 - c^2 = 1 - \frac{M^2}{L_{11}L_{22}}. \qquad (14\text{-}12)$$

Чем меньше c и чем больше σ, тем больше рассеяние.

Ввиду того что явление рассеяния обусловлено неодинаковостью или неполнотой сцепления потоков $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$, проходящих по воздуху, с обеими обмотками, эти потоки называют часто также потоками рассеяния, однако это название до некоторой степени условно, так как потоки $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$ обусловливают также явление взаимной индукции, поскольку $M_в \neq 0$. Как будет выяснено ниже, степень неполноты электромагнитной связи, или величина электромагнитного рассеяния, оказывает большое влияние на многие технические показатели и характеристики трансформаторов и вращающихся электрических машин.

В трансформаторах с ферромагнитным магнитопроводом потоки $\Phi_{в1}$ и $\Phi_{в2}$ относительно малы.

Поэтому электромагнитная связь в трансформаторах чрезвычайно высока, а рассеяние мало.

В силовых трансформаторах, например, $c = 0{,}998 \div 0{,}9995$ и соответственно $\sigma = 0{,}001 \div 0{,}004$.

Вследствие этого значение σ, определяемое по формуле (14-12), представляет собой разность весьма близких величин и вычисление σ по этой формуле связано с очень большими погрешностями, так как L_{11}, L_{22} и M в практических устройствах не могут быть рассчитаны или определены из опыта с достаточной степенью точности. Поэтому возникает необходимость в непосредственном определении параметров, характеризующих электромагнитное рассеяние.

§ 14-2. Уравнения напряжения трансформатора

Рабочий процесс трансформатора можно исследовать на основе уравнений напряжения его обмоток.

Емкостные токи между элементами обмоток (витки и катушки) и между обмотками и магнитопроводом трансформатора в обычных условиях работы трансформаторов ($f < 1 \div 5$ кГц) весьма малы, и ими можно пренебречь. В трансформаторах без ферромагнитного магнитопровода L_{11}, L_{22} и M постоянны. В соответствии с изложенным в § 14-1 можно принять, что эти величины постоянны также для любого рассматриваемого режима работы трансформатора со стальным магнитопроводом. Пренебрежем сначала магнитными потерями в магнитопроводе. Тогда для однофазного двухобмоточного трансформатора (рис. 14-2) действительны следующие уравнения напряжения в дифференциальной форме:

$$\begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 + L_{11}\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt}; \\ u_2 &= -r_2 i_2 - L_{22}\frac{di_2}{dt} - M\frac{di_1}{dt}. \end{aligned} \qquad (14\text{-}13)$$

Здесь u_1, u_2, i_1, i_2 — мгновенные значения напряжения и тока первичной и вторичной обмоток; r_1, r_2, L_{11}, L_{22} — активные сопротивления и собственные индуктивности обмоток; M — взаимная индуктивность обмоток.

Рис. 14-2. Схема однофазного двухобмоточного трансформатора

На схеме рис. 14-2 указаны положительные направления u и i, причем стрелка u направлена от точки с высшим потенциалом к точке с низшим потенциалом.

При составлении уравнений (14-13) первичная обмотка рассматривается как приемник, а вторичная — как источник электрической энергии, и сами эти уравнения истолковываются следующим образом.

Первичное напряжение u_1 является приложенным, расходуется на падение напряжения $r_1 i_1$ и уравновешивание э. д. с. первичной обмотки

$$e_1 = -\left(L_{11}\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt}\right)$$

и состоит поэтому из двух составляющих: $r_1 i_1$ и $-e_1$, что и выражается первым уравнением (14-13). Вторичное напряжение u_2 возникает вследствие индуктирования во вторичной обмотке э. д. с.

$$e_2 = -\left(L_{22}\frac{di_2}{dt} + M\frac{di_1}{dt}\right),$$

и поэтому

$$u_2 = e_2 - r_2 i_2,$$

что соответствует второму уравнению (14-13). В уравнениях (14-13) считается, что $M > 0$ и положительные токи i_1 и i_2 создают в магнитопроводе потоки одинакового направления.

Отметим, что в правой части второго уравнения (14-13) можно было бы изменить знаки на обратные. Тогда u_2 следовало бы трактовать как напряжение, приложенное к вторичной обмотке со стороны вторичной сети. Некоторые, в особенности иностранные, авторы применяют также и эту последнюю форму записи.

Обычно силовые трансформаторы, а также ряд видов специальных трансформаторов работают с синусоидально изменяющимися токами и напряжениями. В этом случае вместо дифференциальных уравнений (14-13) удобнее пользоваться комплексными уравнениями для действующих значений токов и напряжений. Для получения этих уравнений в уравнения (14-13) следует подставить

$$u_1 = \sqrt{2}\,\dot{U}_1 e^{j\omega t}; \quad u_2 = \sqrt{2}\,\dot{U}_2 e^{j\omega t};$$
$$i_1 = \sqrt{2}\,\dot{I}_1 e^{j\omega t}; \quad i_2 = \sqrt{2}\,\dot{I}_2 e^{j\omega t}$$

и после дифференцирования сократить уравнения на множитель $\sqrt{2}e^{j\omega t}$. Тогда будем иметь

$$\boxed{\begin{aligned} \dot{U}_1 &= r_1\dot{I}_1 + jx_{11}\dot{I}_1 + jx_{12}\dot{I}_2; \\ -\dot{U}_2 &= r_2\dot{I}_2 + jx_{22}\dot{I}_2 + jx_{12}\dot{I}_1, \end{aligned}} \qquad (14\text{-}14)$$

где

$$x_{11} = \omega L_{11}; \quad x_{22} = \omega L_{22}; \quad x_{12} = \omega M \qquad (14\text{-}15)$$

представляют собой полные собственные и взаимные индуктивные сопротивления обмоток.

При симметричной нагрузке трехфазных трансформаторов электромагнитные процессы протекают во всех фазах одинаково и соответствующие электромагнитные величины в каждой фазе также одинаковы и лишь сдвинуты по фазе на 120°. Некоторая несимметрия магнитной цепи трехстержневого трансформатора, а также появление в ряде случаев (см. § 13-1) третьих гармоник потока обычно не оказывают заметного влияния на работу трансформатора под нагрузкой. К тому же эти явления при необходимости можно учесть отдельно. По этим причинам уравнения (14-14) с большой точностью применимы также для фазных величин трехфазного трансформатора при симметричной его нагрузке. Система уравнений (14-14) не учитывает лишь потерь в стали магнитопровода трансформатора. Учет этих потерь будет рассмотрен отдельно.

Для трехфазного трансформатора в соответствии со сказанным выше $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ представляют собой фазные значения напряжений и токов.

Уравнения (14-13) и (14-14) полностью определяют процессы, происходящие в трансформаторе при указанных выше допущениях, и позволяют решать задачи, связанные с работой трансформатора. Например, если определить из первого уравнения (14-14) $\dot{I}_1$ и подставить его значение во второе уравнение (14-14), то получим зависимость вторичного напряжения $\dot{U}_2$ от тока нагрузки $\dot{I}_2$:

$$\dot{U}_2 = -\frac{jx_{12}}{r_1 + jx_{11}}\dot{U}_1 - (r_2 + jx_{22})\left[1 - \frac{(jx_{12})^2}{(r_1 + jx_{11})(r_2 + jx_{22})}\right]\dot{I}_2. \qquad (14\text{-}16)$$

Первый член правой части выражения (14-16) определяет величину $\dot{U}_2 = \dot{U}_{20}$ при холостом ходе, т. е. при $\dot{I}_2 = 0$:

$$\dot{U}_{20} = -\frac{jx_{12}}{r_1 + jx_{11}}\dot{U}_1, \qquad (14\text{-}17)$$

а второй член — падение напряжения на вторичных зажимах при нагрузке.

Из уравнения (14-16) можно найти также значение вторичного тока короткого замыкания $\dot I_2 = \dot I_{2к}$, когда вторичная обмотка замкнута накоротко и $\dot U_2 = 0$:

$$\dot I_{2к} = \frac{\dot U_{20}}{(r_2+jx_{22})\left[1-\frac{(jx_{12})^2}{(r_1+jx_{11})(r_2+jx_{22})}\right]}. \qquad (14\text{-}18)$$

Однако на практике расчеты по формулам, получаемым непосредственно из уравнений (14-13) и (14-14), и в частности по формулам (14-16) и (14-18), не могут быть выполнены с необходимой точностью. Причина этого заключается в том, что входящий в (14-16) и (14-18) множитель

$$1-\frac{(jx_{12})^2}{(r_1+jx_{11})(r_2+jx_{22})}$$

представляет собой разность двух весьма близких величин. В этом можно убедиться, если пренебречь весьма малыми по сравнению с x_{11} и x_{22} величинами r_1 и r_2. Тогда вместо приведенной выше формы этого множителя получим

$$1-\frac{x_{12}^2}{x_{11}x_{22}} = 1-\frac{M^2}{L_{11}L_{22}} = \sigma, \qquad (14\text{-}19)$$

т. е. значение коэффициента рассеяния согласно равенству (14-12). Но как уже указывалось выше, определение σ по расчетным или опытным значениям M, L_{11} и L_{22} связано с большой погрешностью.

Таким образом, если положить $r_1 = r_2 = 0$, то вместо (14-16) и (14-18) получим соответственно

$$\dot U_2 = -\frac{x_{12}}{x_{11}}\dot U_1 - j\sigma x_{22}\dot I_2 = \dot U_{20} - j\sigma x_{22}\dot I_2; \qquad \dot I_{2к} = \frac{\dot U_{20}}{j\sigma x_{22}}.$$

Из этих соотношений видно, что такие важные с эксплуатационной точки зрения величины, как падение напряжения и ток короткого замыкания, определяются небольшой долей σ полного индуктивного сопротивления x_{22}, обусловленной электромагнитным рассеянием. Это же можно сказать и о ряде других величин, характеризующих эксплуатационные свойства трансформаторов и вращающихся электрических машин. Поэтому определение величин, характеризующих электромагнитное рассеяние, составляет важную задачу теории электрических машин.

Кроме указанных соображений о точности результатов, расчеты на основе уравнений (14-13) и (14-14) неудобны также в связи с тем, что ввиду неравенства чисел витков ($w_1 \neq w_2$) параметры r_1, r_2, L_{11}, L_{22}, M, x_{11}, x_{22} и x_{12}, а также напряжения u_1, u_2, U_1, U_2 и токи i_1, i_2, I_1, I_2 могут сильно различаться по значению.

В связи с изложенным теорию электрических машин в отношении рассматриваемых вопросов целесообразно развить в следующих тесно связанных друг с другом направлениях:

1. Индуктивно связанные обмотки приводятся путем соответствующих пересчетов к одинаковому числу витков, в результате чего порядки напряжений, токов и параметров этих обмоток становятся соответственно одинаковыми.

2. Из полных собственных индуктивностей L_{11}, L_{22} и индуктивных сопротивлений самоиндукции x_{11} и x_{22} выделяются составляющие — индуктивности рассеяния S_1, S_2 и индуктивные сопротивления рассеяния x_1 и x_2, обусловленные явлением электромагнитного рассеяния, причем это выделение производится с таким расчетом, что остающиеся части полных индуктивностей ($L_{11} - S_1$, $L_{22} - S_2$) и индуктивных сопротивлений ($x_{11} - x_1$, $x_{22} - x_2$) соответствуют индуктивно связанным цепям с полной связью ($c = 1$).

3. Разрабатываются непосредственные методы расчета малых параметров — индуктивностей и индуктивных сопротивлений рассеяния — независимо от расчета полных индуктивностей и индуктивных сопротивлений, чем достигается необходимая точность в определении этих малых параметров.

4. От электрических цепей с индуктивной связью делается переход к схемам замещения с электрической связью цепей, что приводит к упрощению расчетов и большей наглядности теории.

5. Индуктивности и индуктивные сопротивления рассеяния вводятся в явном виде в расчетные соотношения и схемы замещения, что позволяет с необходимой точностью рассчитывать величины, зависящие от электромагнитного рассеяния.

Эти вопросы применительно к трансформаторам рассматриваются ниже.

§ 14-3. Схемы замещения двухобмоточного трансформатора

Приведение вторичной обмотки к первичной. Первичные и вторичные токи, напряжения и другие величины имеют одинаковый порядок, если у первичной и вторичной обмоток число витков одинаково. Рассмотрим поэтому вместо реального трансформатора эквивалентный ему так называемый приведенный трансформатор, первичные и вторичные обмотки которого имеют одинаковое число витков.

Представим себе, что реальная вторичная обмотка трансформатора с числом витков w_2 заменена воображаемой, или приведенной, обмоткой с числом витков $w_2' = w_1$. При этом число витков вторичной

обмотки изменится в

$$k = w_2'/w_2 = w_1/w_2 \qquad (14\text{-}20)$$

раз. Величина k называется **коэффициентом приведения или трансформации** (см. § 12-1).

В результате такой замены, или приведения, э. д. с. E_2' и напряжение U_2' приведенной обмотки также изменяются в k раз по сравнению с величинами E_2 и U_2 реальной вторичной обмотки:

$$\dot{E}_2' = k\dot{E}_2; \quad \dot{U}_2' = k\dot{U}_2. \qquad (14\text{-}21)$$

Чтобы мощности приведенной и реальной обмоток при всех режимах работы были равны, необходимо соблюдать равенство

$$\dot{U}_2'\dot{I}_2' = \dot{U}_2\dot{I}_2,$$

где I_2' — приведенный вторичный ток. Отсюда с учетом второго равенства (14-21) следует, что

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_2/k. \qquad (14\text{-}22)$$

Намагничивающие силы приведенной и реальной обмоток на основании выражений (14-20) и (14-22) равны:

$$\dot{I}_2'w_2' = \dot{I}_2w_2. \qquad (14\text{-}23)$$

Для того чтобы электромагнитные процессы в реальном и приведенном трансформаторах протекали одинаково, приведенная и реальная вторичные обмотки должны создавать одинаковые магнитные поля. Для этого, кроме соблюдения условия (14-23), необходимо, чтобы приведенная вторичная обмотка имела те же геометрические размеры и конфигурацию и была расположена в окне магнитопровода трансформатора так же, как и реальная вторичная обмотка (см. например, рис. 12-2, 12-26). Поэтому суммарное сечение всех витков приведенной обмотки должно быть таким же, как и у реальной обмотки, а сечение каждого витка приведенной обмотки должно уменьшиться в k раз. Но поскольку приведенная обмотка имеет в k раз больше витков, то в итоге активное сопротивление приведенной обмотки в k^2 раз больше, чем реальной:

$$r_2' = k^2 r_2. \qquad (14\text{-}24)$$

Так как при одинаковых геометрических размерах и одинаковом расположении катушек их индуктивности и индуктивные сопротивления пропорциональны квадратам чисел витков, то между индуктивными сопротивлениями приведенной обмотки x_2' и реальной x_2 существует такое же соотношение:

$$x_2' = k^2 x_2. \qquad (14\text{-}25)$$

Очевидно, что потери в приведенной и реальной обмотках одинаковы:

$$I_2'^2 r_2' = \left(\frac{I_2}{k}\right)^2 k^2 r_2 = I_2^2 r_2.$$

Одинаковы также относительные падения напряжения во вторичных обмотках приведенного и реального трансформаторов:

$$\frac{r_2'I_2'}{U_2'} = \frac{k^2 r_2}{kU_2}\,\frac{I_2}{k} = \frac{r_2 I_2}{U_2}; \quad \frac{x_2'I_2'}{U_2'} = \frac{k^2 x_2}{kU_2}\,\frac{I_2}{k} = \frac{x_2 I_2}{U_2}.$$

Таким образом, все энергетические и электромагнитные соотношения в приведенном и реальном трансформаторах одинаковы, что и позволяет производить указанное приведение.

Схема замещения без учета магнитных потерь. В соответствии с изложенным сделаем в уравнениях напряжения трансформатора (14-14) подстановки:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_2'/k; \quad \dot{I}_2 = k\dot{I}_2', \qquad (14\text{-}26)$$

что в математическом отношении соответствует переходу от исходных реальных переменных $\dot{U}_2$, $\dot{I}_2$ к новым (приведенным) переменным $\dot{U}_2'$, $\dot{I}_2'$. Умножив при этом второе из уравнений (14-14) на k, получим

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= r_1\dot{I}_1 + jx_{11}\dot{I}_1 + jkx_{12}\dot{I}_2'; \\ -\dot{U}_2' &= k^2 r_2\dot{I}_2' + jk^2 x_{22}\dot{I}_2' + jkx_{12}\dot{I}_1. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}27)$$

При переходе к электрической связи двух цепей в соответствующей схеме замещения должна появиться общая для обеих цепей ветвь, которая обтекается суммой токов обеих цепей $\dot{I}_1 + \dot{I}_2'$. Соответственно этому в уравнениях напряжений этих цепей должны появиться одинаковые члены с множителями $(\dot{I}_1 + \dot{I}_2')$. Из уравнений (14-27) видно, что для получения в них таких членов нужно прибавить к первому из этих уравнений и вычесть из него член $jkx_{12}\dot{I}_1$ и прибавить ко второму и вычесть из него член $jkx_{12}\dot{I}_2'$. При этом получим

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= r_1\dot{I}_1 + j(x_{11} - kx_{12})\,\dot{I}_1 + jkx_{12}(\dot{I}_1 + \dot{I}_2'); \\ -\dot{U}_2' &= k^2 r_2\dot{I}_2' + j(k^2 x_{22} - kx_{12})\,\dot{I}_2' + jkx_{12}(\dot{I}_1 + \dot{I}_2'). \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}28)$$

Введем следующие наименования и обозначения:

1) приведенное активное сопротивление вторичной обмотки

$$r_2' = k^2 r_2, \qquad (14\text{-}29)$$

совпадающее с выражением (14-24);

2) приведенное взаимное индуктивное сопротивление

$$x_{12}' = kx_{12}; \qquad (14\text{-}30)$$

3) индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки

$$x_1 = x_{11} - kx_{12}; \qquad (14\text{-}31)$$

4) приведенное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки

$$x_2' = k^2 x_{22} - kx_{12} = x_{22}' - x_{12}' = k^2 x_2, \qquad (14\text{-}32)$$

где

$$x_2 = x_{22} - x_{12}/k \qquad (14\text{-}33)$$

представляет собой неприведенное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки.

Введя перечисленные приведенные величины в уравнения (14-28), получим уравнения напряжения приведенного трансформатора:

$$\begin{aligned} \dot U_1 &= r_1 \dot I_1 + jx_1 \dot I_1 + jx_{12}'(\dot I_1 + \dot I_2'); \\ -\dot U_2' &= r_2' \dot I_2' + jx_2' \dot I_2' + jx_{12}'(\dot I_1 + \dot I_2'). \end{aligned} \qquad (14\text{-}34)$$

Уравнениям (14-34), как нетрудно видеть, соответствует схема замещения рис. 14-3, *а*. Действительно, мысленно обойдя левый и правый контуры схемы рис. 14-3, *а* и составив уравнения напряжения для этих контуров, вновь получим уравнения (14-34). Таким образом, схема рис. 14-3, *а* представляет собой схему замещения трансформатора, соответствующую уравнениям (14-14) и (14-34).

Аналогичным образом можно также преобразовать уравнения напряжения в дифференциальной форме (14-13), произведя в них

подстановки

$$u_2 = u_2'/k; \quad i_2 = ki_2'. \qquad (14\text{-}35)$$

При этом получается схема замещения рис. 14-3, *б*, где

$$S_1 = L_{11} - kM = x_1/\omega \qquad (14\text{-}36)$$

и

$$S_2' = k^2 L_{22} - kM = k^2\left(L_{22} - \frac{M}{k}\right) = k^2 S_2 = k^2 \frac{x_2}{\omega} \qquad (14\text{-}37)$$

представляют собой индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток, а

$$M_{12}' = kM = x_{12}'/\omega \qquad (14\text{-}38)$$

— приведенную взаимную индуктивность.

Схема замещения рис. 14-3, *б* действительна при любых закономерностях изменения напряжения и токов во времени, в том числе и в случае переходных процессов.

Уравнения (14-34) и схемы замещения рис. 14-3 можно трактовать таким образом, что сопротивления r_1 и x_1, r_2' и x_2' или индуктивности S_1 и S_2' включены в цепи обмоток до и после трансформатора, а параметры обмоток трансформатора уменьшены на значения этих величин. В результате получается идеальный трансформатор, активные сопротивления которого равны нулю, а коэффициент электромагнитной связи $c = 1$. Действительно, у такого идеального трансформатора приведенные собственные и взаимные индуктивные сопротивления одинаковы и равны $x_{12}' = kx_{12}$ и поэтому в соответствии с равенствами (14-12) и (14-19) $c^2 = 1$ и $\sigma = 0$.

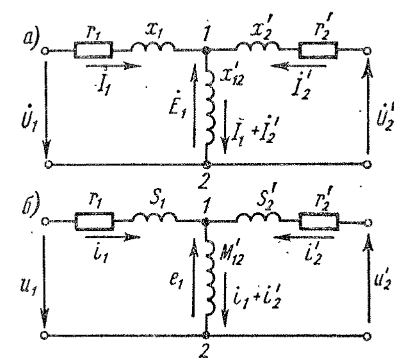


Рис. 14-3. Схемы замещения двухобмоточного трансформатора без учета магнитных потерь

Отметим, что, как следует из рассмотрения приведенных преобразований, соотношения (14-26) и все последующие, а также схемы замещения рис. 14-3 справедливы и правильно отражают все процессы в трансформаторе при любом значении k. С математической

точки зрения эти преобразования означают переход от переменных $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2$ к новым переменным $\dot{U}'_2$ и $\dot{I}'_2$ по формулам (14-26), что возможно при любом значении k. В связи с этим необходимо подчеркнуть, что индуктивные сопротивления и индуктивности рассеяния, согласно равенствам (14-30) — (14-33), (14-36), (14-37) и (14-38), определяются неоднозначно и зависят от коэффициента приведения k. Однако для силовых трансформаторов k рационально определять по формуле (14-20), как это и принято на практике и всюду в данной книге. Выбор иного значения k целесообразен лишь в специальных случаях, например в измерительных трансформаторах тока.

Параметры схемы замещения. Рассмотрим параметры схем замещения рис. 14-3 при $k = w_1/w_2$ [см. равенство (14-20)].

Приведенная взаимная индуктивность на основании равенств (14-6), (14-10) и (14-38)

$$M'_{12} = kM = kM_c + kM_в = \frac{w_1}{w_2}\frac{w_1 w_2}{R_{\mu c}} + \frac{w_1}{w_2} M_в$$

или на основании выражения (14-4)

$$M'_{12} = L_{c1} + \frac{w_1}{w_2} M_в. \quad (14\text{-}39)$$

Последний член выражения (14-39) весьма мал по сравнению с первым, и поэтому с достаточной точностью

$$M'_{12} \approx L_{c1}. \quad (14\text{-}40)$$

Соответственно, согласно выражениям (14-15), (14-30), (14-38) и (14-40),

$$x'_{12} = kx_{12} = \omega kM = \omega M'_{12} \approx \omega L_{c1}$$

или

$$x'_{12} \approx x_{c1} = \omega w_1^2/R_{\mu c}. \quad (14\text{-}41)$$

Следовательно, сопротивление x'_{12} с большой точностью равно сопротивлению самоиндукции первичной обмотки от потока, замыкающегося по магнитопроводу.

Ветви *1—2* схем замещения рис. 14-3 называются намагничивающими ветвями. Протекающий по этим ветвям намагничивающий ток

$$\boxed{\dot{I}_м = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2}$$

создает результирующую н. с. обмоток трансформатора

$$\dot{F}_{рез} = w_1(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2) = w_1\dot{I}_1 + w_1\dot{I}'_2 = \dot{F}_1 + \dot{F}_2,$$

которая в свою очередь создает результирующий поток стержня с амплитудой Φ_c. Напряжение на этих ветвях в соответствии с выражениями (14-41) и (12-3)

$$\dot{U}_{12} = jx'_{12}(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2) \approx jx_{c1}(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2) = j\omega w_1 \frac{w_1(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2)}{R_{\mu c}} =$$
$$= j\omega w_1 \frac{\dot{F}_{рез}}{R_{\mu c}} = j\omega w_1 \frac{\dot{\Phi}_c}{\sqrt{2}} = j\pi\sqrt{2} f w_1 \dot{\Phi}_c = -\dot{E}_1,$$

т. е. равно по значению и обратно по знаку э. д. с. $\dot{E}_1$, которая индуктируется в первичной обмотке результирующим потоком магнитопровода, или основным потоком трансформатора, и отстает от него на 90°.

Индуктивность рассеяния первичной обмотки, согласно выражениям (14-9), (14-10) и (14-36),

$$S_1 = L_{11} - kM = L_{c1} + L_{в1} - kM_c - kM_в.$$

Но на основании уравнений (14-4) и (14-6)

$$L_{c1} - kM_c = \frac{w_1^2}{R_{\mu c}} - \frac{w_1}{w_2}\frac{w_1 w_2}{R_{\mu c}} = 0.$$

Поэтому

$$S_1 = L_{в1} - kM_в. \quad (14\text{-}42)$$

Аналогично, согласно выражениям (14-9), (14-10) и (14-37),

$$S_2 = L_{22} - \frac{M}{k} = L_{c2} + L_{в2} - \frac{M_c}{k} - \frac{M_в}{k}.$$

Но на основании уравнений (14-5) и (14-6)

$$L_{c2} - \frac{M_c}{k} = \frac{w_2^2}{R_{\mu c}} - \frac{w_2}{w_1}\frac{w_1 w_2}{R_{\mu c}} = 0,$$

и поэтому

$$\left.\begin{aligned} S_2 &= L_{в2} - M_в/k; \\ S'_2 &= k^2 S_2 = k^2 L_{в2} - kM_в. \end{aligned}\right\} \quad (14\text{-}43)$$

Таким образом, индуктивности рассеяния S_1, S_2 и S'_2 и индуктивные сопротивления рассеяния

$$\boxed{x_1 = \omega S_1; \quad x_2 = \omega S_2; \quad x'_2 = \omega S'_2} \quad (14\text{-}44)$$

при $k = w_1/w_2$ определяются магнитными потоками, замыкающимися главным образом по воздуху.

Однако вторыми членами равенств (14-42) и (14-43) по сравнению с первыми пренебречь нельзя, и поэтому потоки, замыкающиеся по воздуху, можно назвать потоками рассеяния лишь условно.

Схема замещения с учетом магнитных потерь. Потери в стали магнитопровода $p_{мг}$ при заданной частоте пропорциональны следующим величинам:

$$p_{мг} \sim B_с^2 \sim \Phi_с^2 \sim E_1^2.$$

Таким образом, потери $p_{мг}$ пропорциональны квадрату напряжения U_{12} на зажимах 1—2 намагничивающей цепи схемы замещения рис. 14-3, *а*. Если к этим зажимам параллельно $x'_{12} = x_{с1}$ подключить активное сопротивление $r_{мг}$, как показано на рис. 14-4, *а*, то потери в этом сопротивлении также будут пропорциональны U_{12}^2. Значение сопротивления $r_{мг}$ можно подобрать так, чтобы потери в нем равнялись магнитным потерям:

$$p_{мг} = m_1 U_{12}^2/r_{мг} = m_1 E_1^2/r_{мг}.$$

Отсюда

$$r_{мг} = m_1 E_1^2/p_{мг}. \qquad (14\text{-}45)$$

Величину $p_{мг}$ при заданной э. д. с. E_1 можно считать известной из расчетных (см. § 13-2) или опытных данных. Тогда можно считать известным также $r_{мг}$.

Намагничивающий ток

$$\dot{I}_м = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2$$

разделяется в двух ветвях намагничивающей цепи (рис. 14-4, *а*) на активную $\dot{I}_{ма}$ и реактивную $\dot{I}_{мг}$ составляющие (см. § 13-2), из которых первая определяет мощность магнитных потерь, а вторая создает поток магнитопровода.

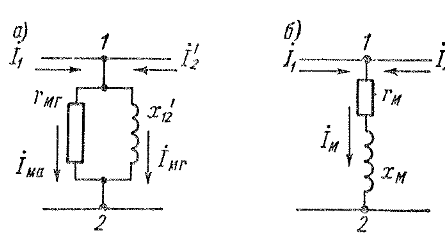


Рис. 14-4. Намагничивающая цепь схемы замещения с учетом магнитных потерь

Схема с двумя параллельными ветвями намагничивающей цепи хорошо согласуется с реальными физическими явлениями. Однако расчеты на основе схемы замещения вести удобнее, если объединить две параллельные ветви схемы рис. 14-4, *а* в одну общую ветвь, как показано на рис. 14-4, *б*. Тогда сопротивление этой ветви

$$Z_м = \frac{r_{мг} j x'_{12}}{r_{мг} + j x'_{12}} = \frac{r_{мг} x'^2_{12}}{r^2_{мг} + x'^2_{12}} + j\frac{r^2_{мг} x'_{12}}{r^2_{мг} + x'^2_{12}} = r_м + j x_м. \qquad (14\text{-}46)$$

Так как $r_{мг} \gg x'_{12}$, то

$$r_м \approx x'^2_{12}/r_{мг}; \quad x_м \approx x'_{12} \approx x_{с1}. \qquad (14\text{-}47)$$

При увеличении насыщения магнитопровода, т. е. при увеличении $\Phi_с$, E_1 или U_1, сопротивление x'_{12} при f = const уменьшается. Однако при этом $r_{мг} \approx$ const, а значение $r_м$ уменьшается.

Схема замещения трансформатора с учетом магнитных потерь согласно рис. 14-4, *б* показана на рис. 14-5, *а*. Если использовать обозначения

$$Z_1 = r_1 + jx_1; \quad Z'_2 = r'_2 + jx'_2;$$
$$Z_м = r_м + jx_м, \qquad (14\text{-}48)$$

то схему замещения можно изобразить более компактно, как показано на рис. 14-5, *б*. В режиме холостого хода $\dot{I}'_2 = 0$ и $\dot{I}_1 = \dot{I}_м$ — току холостого хода трансформатора.

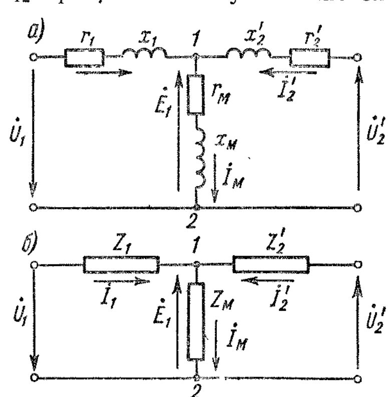


Рис. 14-5. Схема замещения двухобмоточного трансформатора с учетом магнитных потерь

В итоге получилась весьма простая Т-образная схема замещения трансформатора, представляющая собой пассивный четырехполюсник. Сопротивление намагничивающей цепи этой схемы $Z_м$ отражает явления в ферромагнитном магнитопроводе. Оно значительно больше сопротивлений Z_1 и Z'_2, которые включают в себя активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток. Для силовых трансформаторов в относительных единицах

$$z_{м*} = 25 \div 200; \quad z_{1*} \approx z'_{2*} = 0{,}025 \div 0{,}10.$$

Уравнения напряжений и схему замещения трансформатора можно представлять также в относительных единицах. Имея в виду, что

$$U_н = z_н I_н,$$

левые части уравнений вида (14-34) можно разделить на $U_н$, а правые части — на $Z_н I_н$, в результате чего и будет совершен переход к относительным единицам. Абсолютные значения U, I, r, x и Z в схемах замещения также можно заменить относительными. При этом расчеты режимов работы трансформатора можно вести в относительных единицах.

Нетрудно видеть, что относительные значения сопротивлений, токов и напряжений вторичной цепи будут зависеть от того, какая величина коэффициента k была использована при приведении вторичной обмотки к первичной. Неопределенность в этом вопросе исчезает, если определять k всегда одинаковым образом. Например, в силовых трансформаторах всегда берут $k = w_1/w_2$.

Упрощенная схема замещения. Так как $Z_м \gg Z_1 \approx Z_2'$, то во многих случаях можно положить $Z_м = \infty$, что означает разрыв намагничивающей цепи схемы замещения рис. 14-5. При $Z_м = \infty$ будет $\dot{I}_м = 0$, т. е. такое предположение эквивалентно пренебрежению намагничивающим током или током холостого хода, что ввиду малости $I_м$ во многих случаях допустимо. При этом $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2' = \dot{I}$.

При $Z_м = \infty$ и $I_м = 0$ схема замещения принимает вид, изображенный на рис. 14-6. Параметры этой схемы

$$Z_к = Z_1 + Z_2'; \quad r_к = r_1 + r_2'; \quad x_к = x_1 + x_2' \tag{14-49}$$

называются соответственно полным, активным и индуктивным сопротивлениями короткого замыкания (см. также § 14-5). Такие названия обусловлены тем, что замыкание вторичных зажимов трансформатора накоротко соответствует замыканию накоротко вторичных (правых) зажимов схемы замещения рис. 14-6 и при этом сопротивление трансформатора при коротком замыкании будет равным $Z_к$.

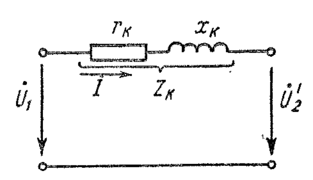


Рис. 14-6. Упрощенная схема замещения трансформатора

Схема замещения рис. 14-6 чрезвычайно проста. Согласно этой схеме, трансформатор эквивалентен сопротивлению $Z_к$. Обычно в силовых трансформаторах $z_{к*} = 0,05 \div 0,15$.

§ 14-4. Расчетное определение параметров схемы замещения трансформатора

Параметры схемы замещения могут быть определены расчетным или опытным путем.

Активные сопротивления обмоток легко рассчитываются по обмоточным данным, если известны коэффициенты вытеснения тока, учитывающие увеличение активных сопротивлений под влиянием поверхностного эффекта (см. § 12-3). Обычно эти коэффициенты находятся в пределах 1,005—1,15.

Параметры намагничивающей цепи легко определяются по данным расчета магнитной цепи (см. § 13-2). Сопротивление $r_{мг}$ для схемы рис. 14-4, *а* уже было определено в § 14-3 [см. формулу (14-45)].

Для того чтобы найти x_{12}' для заданного значения э. д. с. E_1 [см. формулу (12-3)], надо определить поток Φ_c, затем н. с. F и, наконец, по формулам (13-3) или (13-6) ток I_{0r}. Тогда

$$x_{12}' = E_1/I_{0r}.$$

После этого могут быть использованы формулы (14-46) и (14-47).

Метод противовключения. Наибольшую трудность вследствие сложного характера магнитных полей в воздухе представляет определение индуктивных сопротивлений рассеяния x_1 и x_2'. Вместе с тем достаточно точное определение этих параметров имеет важное значение (см. § 14-1). Рассматривая схему замещения рис. 14-5, *а*, можно отметить, что влияние параметров x_1 и x_2' этой схемы на эксплуатационные показатели и характеристики трансформатора гораздо больше, чем влияние параметров намагничивающей цепи.

Для вычисления x_1 и x_2' используется метод так называемого противовключения, который был предложен в 1909 г. немецким электротехником В. Роговским и заключается в следующем.

Если питать трансформатор с первичной и вторичной сторон такими напряжениями $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$, что

$$\dot{I}_м = \dot{I}_1 + \dot{I}_2' = 0, \tag{14-50}$$

то поток в магнитопроводе $\Phi_c = 0$ и э. д. с. $E_1 = E_2 = 0$. Н. с. первичной и вторичной обмоток при этом равны по значению и противоположны по знаку, откуда и происходит название данного метода. При этом, согласно уравнениям (14-34) и схемам замещения рис. 14-3 и 14-5,

$$\dot{U}_1 = r_1\dot{I}_1 + jx_1\dot{I}_1 = Z_1\dot{I}_1 \tag{14-51}$$

и

$$-\dot{U}_2' = r_2'\dot{I}_2' + jx_2'\dot{I}_2' = Z_2'\dot{I}_2' \tag{14-52}$$

или

$$-\dot{U}_2 = r_2\dot{I}_2 + jx_2\dot{I}_2 = Z_2\dot{I}_2. \tag{14-53}$$

Из соотношений (14-51) и (14-53) следует, что если при таком опыте противовключения измерить U_1, U_2, I_1, I_2 и мощности P_1 и P_2, подводимые к первичной и вторичной обмоткам, то можно определить параметры

$$z_1 = \frac{U_1}{I_1}; \quad z_2 = \frac{U_2}{I_2}; \quad r_1 = \frac{P_1}{mI_1^2}; \quad r_2 = \frac{P_2}{mI_2^2}$$

и, наконец, сопротивления рассеяния

$$x_1 = \sqrt{z_1^2 - r_1^2}; \quad x_2 = \sqrt{z_2^2 - r_2^2}.$$

В связи с изложенным можно сказать, что в режиме противовключения существуют только магнитные поля рассеяния.

Осуществление опыта противовключения при $w_1 \neq w_2$ в действительности практически невозможно, так как весьма трудно достичь соблюдения условия (14-50) с большой точностью. При небольшом нарушении этого условия в магнитопроводе возникает заметный поток Φ_c, сравнимый с потоками в воздухе $\Phi_в$, и равенства (14-51) и (14-53) грубо нарушаются. Поэтому осуществление этого

опыта на практике возможно только при изготовлении геометрически подобного макета исследуемого трансформатора с $w_1 = w_2$ или при замене вторичной обмотки приведенной. В этом случае опыт можно осуществить по схеме рис. 14-7. Идея метода противовключения лежит в основе всех расчетных методов определения индуктивных сопротивлений рассеяния.

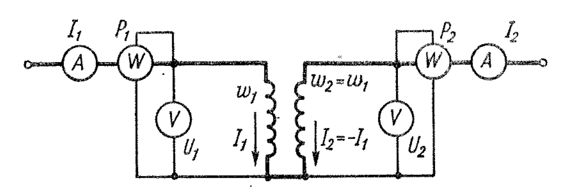


Рис. 14-7. Схема опыта противовключения

Расчет индуктивных сопротивлений рассеяния по отдельности для каждой из обмоток представляет значительные трудности. Поэтому обычно рассчитывается сумма этих сопротивлений исходя из картины магнитного поля в режиме противовключения, когда

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = (i_1 + i_2') w_1 = 0.$$

На рис. 14-8, *а* изображены сечения концентрических обмоток, расположенных в окне трансформатора, и характер создаваемого

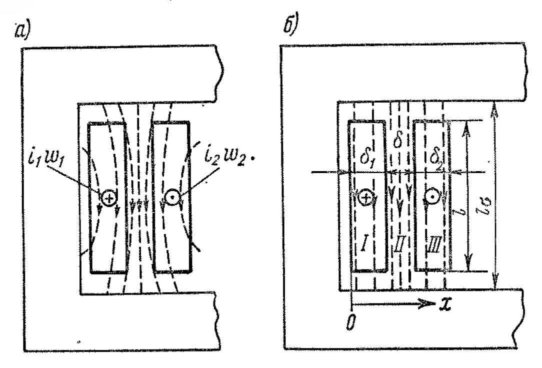


Рис. 14-8. Картины магнитных полей трансформатора в режиме противовключения

этими обмотками магнитного поля в режиме противовключения. Эту картину поля можно заменить слегка идеализированной (рис. 14-8, *б*), когда все магнитные линии направлены вертикально и их эквивалентная расчетная длина между ярмами l_σ несколько больше высоты обмотки l, т. е.

$$l_\sigma = l/k_R, \qquad (14\text{-}54)$$

где $k_R = 0{,}93 \div 0{,}98$ представляет собой так называемый коэффициент Роговского.

Определим закономерность распределения напряженности поля вдоль координаты x на рис. 14-8, *б*.

Применим закон полного тока

$$\oint \mathbf{H}\, d\mathbf{l} = \sum i$$

для магнитной линии в зоне I $(0 \leqslant x \leqslant \delta_1)$. Для стали можно принять $\mu_c = \infty$ и, следовательно, $H_c = 0$. Поэтому круговой интеграл равен $H_{x1} l_\sigma$, а рассматриваемая магнитная линия сцепляется с током

$$\sum i = w_1 i_1 \frac{x}{\delta_1}.$$

Таким образом,

$$H_{x1} = \frac{w_1 i_1}{l_\sigma} \frac{x}{\delta_1}. \qquad (14\text{-}55)$$

Для зоны II $(\delta_1 \leqslant x \leqslant \delta_1 + \delta)$ будет $\Sigma i = w_1 i_1$, и поэтому

$$H_{x2} = w_1 i_1 / l_\sigma. \qquad (14\text{-}56)$$

Для зоны III $(\delta_1 + \delta \leqslant x \leqslant \delta_1 + \delta + \delta_2)$ будет

$$\sum i = w_1 i_1 + w_2 i_2 \frac{x - \delta_1 - \delta}{\delta_2} = w_1 i_1 - \frac{x - \delta_1 - \delta}{\delta_2} w_1 i_1.$$

Следовательно,

$$H_{x3} = \frac{w_1 i_1}{l_\sigma} \frac{\delta_1 + \delta + \delta_2 - x}{\delta_2}. \qquad (14\text{-}57)$$

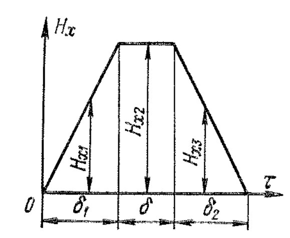


Рис. 14-9. Кривая напряженности поля рассеяния $H_x = f(x)$

График изменения H_x вдоль координаты x изображен на рис. 14-9.

Установить на рис. 14-8 точную границу раздела магнитных линий, сцепляющихся с разными обмотками, затруднительно. Поэтому вычисление x_1 и x_2' по отдельности невозможно. Однако можно вычислить сумму x_1 и x_2', и тогда расположение этой границы не имеет значения и можно условно принять, что она проходит посредине области II на рис. 14-8, *б*.

Пренебрежем изменением диаметра вдоль координаты x и примем в расчет средний диаметр двух обмоток $D_{ср}$. Тогда элементарная магнитная трубка кольцевидного сечения в зоне I с координатой x заключает поток

$$\mu_0 H_{x1} \pi D_{ср}\, dx,$$

который сцепляется с числом витков

$$w_x = \frac{x}{\delta_1} w_1.$$

В то же время элементарная трубка в зоне *II* с потоком

$$\mu_0 H_{x2} \pi D_{ср}\, dx$$

сцепляется с числом витков w_1. Поэтому на основании выражений (14-55) и (14-56) потокосцепление первичной обмотки

$$\Psi_1 = \int_0^{\delta_1} \frac{x}{\delta_1} w_1 \mu_0 \frac{w_1 i_1}{l_\sigma} \frac{x}{\delta_1} \pi D_{ср}\, dx + \int_{\delta_1}^{\delta_1+\delta/2} w_1 \mu_0 \frac{w_1 i_1}{l_\sigma} \pi D_{ср}\, dx = \frac{\mu_0 w_1^2 i_1 \pi D_{ср}}{l_\sigma}\left(\frac{\delta_1}{3} + \frac{\delta}{2}\right).$$

Пусть вторичная обмотка приведена к первичной. Тогда для нее аналогичным образом получим

$$\Psi_2' = \frac{\mu_0 w_1^2 i_1 \pi D_{ср}}{l_\sigma}\left(\frac{\delta_2}{3} + \frac{\delta}{2}\right).$$

Для суммы индуктивных сопротивлений рассеяния

$$x_к = x_1 + x_2' = 2\pi f (S_1 + S_2') = 2\pi f \frac{\Psi_1 + \Psi_2'}{i_1}$$

на основании полученных соотношений и равенства (14-54) будем иметь выражение

$$x_к = x_1 + x_2' = 2\pi \mu_0 f w_1^2 \frac{\pi D_{ср} k_R}{l}\left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3}\right). \qquad (14\text{-}58)$$

Величина

$$\delta' = \delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \qquad (14\text{-}59)$$

называется также приведенной величиной зазора между обмотками.

Из (14-58) видна зависимость сопротивлений рассеяния от геометрических соотношений. Увеличение диаметра магнитопровода $D_с$ при $B_с = \mathrm{const}$ приводит к увеличению потока магнитопровода пропорционально $D_с^2$ и к уменьшению w_1 и l. В результате сопротивление рассеяния уменьшается. Если при проектировании трансформатора заданной мощности сечение магнитопровода уже выбрано, то этим определяется также величина $D_{ср}$, число витков w_1 и площади сечения обмоток $l\delta_1 \approx l\delta_2$. Если при этом выбирать l больше, а δ_1 и δ_2 меньше, то рассеяние будет уменьшаться, и наоборот.

Расстояние между двумя обмотками δ выбирается исходя из условий электрической прочности и исключения пробоя изоляции обмоток в зависимости от их номинальных напряжений. С ростом номинальных напряжений δ растет и соответственно увеличивается также рассеяние.

Формулы для расчета индуктивных сопротивлений рассеяния чередующихся обмоток могут быть получены аналогичным образом.

Выше был рассмотрен расчет магнитного поля и индуктивных сопротивлений рассеяния для простейшего трансформатора с обмотками простой формы и с равномерным распределением полного тока обмотки iw вдоль стержня. В более сложных случаях соответствующие расчеты сильно усложняются.

Глубокие исследования магнитных полей и индуктивных сопротивлений рассеяния трансформаторов в СССР выполнены Г. Н. Петровым, Е. Г. Марквардтом, Э. А. Манькиным и др.

§ 14-5. Опытное определение параметров схемы замещения трансформатора

Опыт холостого хода. Опытное определение параметров схемы замещения трансформатора производится по данным опытов холостого хода и короткого замыкания.

Схемы опытов холостого хода однофазного ($m = 1$) и трехфазного ($m = 3$) двухобмоточных трансформаторов приведены на рис. 14-10. Первичная обмотка трансформатора подключается на синусоидальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута. Измеряются первичные напряжения $U_0 = U_{10}$, ток $I_0 = I_1$ и мощность $P_0 = P_1$, а также вторичное напряжение U_{20}.

Рис. 14-10. Схемы опытов холостого хода однофазного (*а*) и трехфазного (*б*) двухобмоточных трансформаторов

Из данных опыта для однофазного трансформатора определяются полное, активное и индуктивное сопротивления холостого хода:

$$z_0 = U_0/I_0; \quad r_0 = P_0/I_0^2; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}, \qquad (14\text{-}60)$$

а также коэффициент трансформации

$$k = w_1/w_2 \approx U_{10}/U_{20} \qquad (14\text{-}61)$$

и коэффициент мощности холостого хода

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{U_0 I_0}. \qquad (14\text{-}62)$$

Для трехфазного трансформатора по показаниям трех амперметров и вольтметров определяются средние значения линейного тока $I_{0л}$ и линейного напряжения $U_{0л}$, а по показаниям ваттметров — мощность холостого хода трех фаз $P_0 = P' + P''$. Физический смысл имеют только значения сопротивлений, рассчитанные для фазы обмотки. Поэтому необходимо принять во внимание схему соединения обмотки. В случае соединения первичной обмотки в звезду

$$z_0 = \frac{U_{0л}}{\sqrt{3}\, I_{0л}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{3 I_{0л}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}, \qquad (14\text{-}63)$$

а при соединении ее в треугольник

$$z_0 = \frac{\sqrt{3}\, U_{0л}}{I_{0л}}; \quad r_0 = \frac{P_0}{I_{0л}^2}; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \qquad (14\text{-}64)$$

Коэффициент мощности холостого хода

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}\, U_{0л} I_{0л}}. \qquad (14\text{-}65)$$

Коэффициент трансформации трехфазного трансформатора может рассчитываться по фазным напряжениям (k) или по линейным напряжениям ($k_л$). Для теории трансформатора имеет значение первое из указанных значений коэффициента трансформации.

Целесообразно определять относительные значения перечисленных сопротивлений:

$$z_{0*} = z_0 I_н / U_н; \quad r_{0*} = r_0 I_н / U_н; \quad x_{0*} = x_0 I_н / U_н. \qquad (14\text{-}66)$$

Здесь $I_н$ и $U_н$ — фазные номинальные ток и напряжение. Номинальное сопротивление, принимаемое за единицу, при этом равно

$$z_н = U_н / I_н. \qquad (14\text{-}67)$$

В современных силовых трансформаторах при $U_0 = U_н$ обычно $z_{0*} \approx x_{0*} = 25 \div 200$ и $r_0{}^* = 5 \div 25$. Вторые числа относятся к мощным трансформаторам.

Из рассмотрения схемы замещения трансформатора (см. рис. 14-5) при $I_2' = 0$ следует, что параметры холостого хода z_0, r_0, x_0 представляют собой суммы следующих сопротивлений:

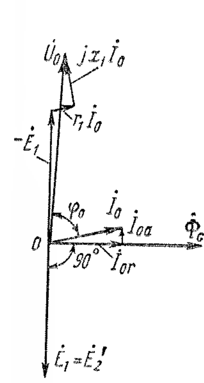
$$z_0 = |Z_1 + Z_м|; \quad r_0 = r_1 + r_м; \quad x_0 = x_1 + x_м. \qquad (14\text{-}68)$$

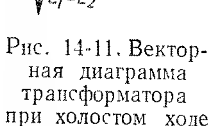
В силовых трансформаторах сопротивления r_1 и x_1 в десятки и сотни раз меньше соответственно $r_м$ и $x_м$. Поэтому с большой точ-

ностью можно считать, что параметры холостого хода равны параметрам намагничивающей цепи:

$$z_0 \approx Z_м; \quad r_0 \approx r_м; \quad x_0 \approx x_м. \qquad (14\text{-}69)$$

По этой же причине можно сказать, что мощность холостого хода P_0 с весьма большой точностью равна магнитным потерям $p_{мг}$ в магнитопроводе трансформатора.




Рис. 14-11. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе

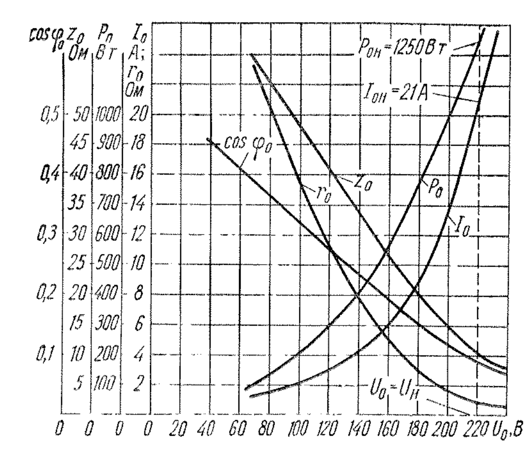


Рис. 14-12. Характеристики холостого хода трансформатора с соединением обмоток Y, Y$_0$, 240 кВ·А, 3150/380 В, замеренные со стороны НН

При холостом ходе, согласно схеме замещения рис. 14-5,

$$\dot U_0 = Z_1 \dot I_0 + Z_м \dot I_0 = Z_1 \dot I_0 + (-\dot E_1) \qquad (14\text{-}70)$$

или, так как $Z_1 \ll Z_м$, с большой точностью

$$\dot U_0 \approx -\dot E_1; \quad U_0 \approx E_1. \qquad (14\text{-}71)$$

Уравнению напряжения холостого хода (14-70) соответствует векторная диаграмма холостого хода на рис. 14-11. На этой диаграмме для ее ясности падения напряжения $r_1\dot I_0$ и $jx_1\dot I_0$ изображены весьма большими. В действительности они составляют доли процента от $\dot U_0$, поэтому ими можно пренебречь и положить $\dot U_0 = -\dot E_1$. Вследствие преобладания индуктивного сопротивления при $U_0 = U_н$ коэффициент мощности $\cos\varphi_0 \leq 0{,}1$.

Так как $r_1 \ll r_м$, то потери холостого хода практически представляют собой потери в стали магнитопровода, включая потери от вихревых токов в стенках бака в режиме холостого хода.

Опыт холостого хода производят обычно для ряда значений U_0: от $U_0 \approx 0{,}3\ U_н$ до $U_0 \approx 1{,}1\ U_н$ и по полученным данным строят характеристики холостого хода, представляющие собой зависимости I_0, P_0, z_0, r_0, $\cos\varphi_0$ от U_0 (рис. 14-12). При увеличении U_0 насыщение магнитопровода увеличивается, вследствие чего I_0 растет быстрее U_0. Поэтому z_0 и x_0 с ростом U_0 уменьшаются. Так как $P_0 \sim E^2 \sim U^2$, а I_0^2 растет быстрее U_0^2, то r_0 с ростом U_0 также уменьшается. По характеристикам холостого хода устанавливаются значения соответствующих величин для $U_0 = U_н$.

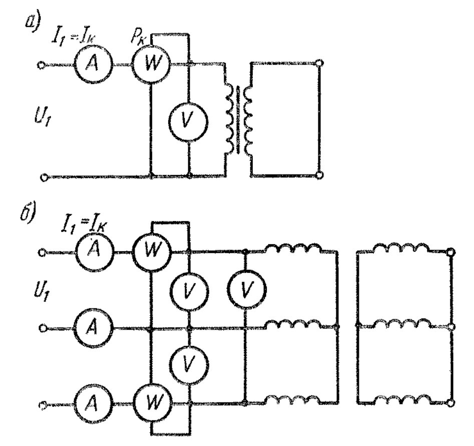


Рис. 14-13. Схемы опытов короткого замыкания однофазного (*а*) и трехфазного (*б*) двухобмоточных трансформаторов

Опыт короткого замыкания производится по схемам рис. 14-13. Вторичные обмотки замыкаются накоротко, а к первичным обмоткам во избежание перегрева и повреждения трансформатора подводится пониженное напряжение с таким расчетом, чтобы ток находился в пределах номинального.

Полное $z_к$, активное $r_к$ и реактивное $x_к$ сопротивления короткого замыкания рассчитываются по формулам, аналогичным для случая холостого хода.

Для однофазного трансформатора

$$z_к = U_к/I_к; \quad r_к = P_к/I_к^2; \quad x_к = \sqrt{z_к^2 - x_к^2}. \qquad (14\text{-}72)$$

Для трехфазного трансформатора по показаниям приборов определяются средние значения линейного напряжения $U_{к.\,л}$, линейного тока $I_{к.\,л}$ и мощности короткого замыкания трех фаз $P_к$. При соединении первичной обмотки в звезду параметры короткого замыкания на фазу будут следующие:

$$z_к = \frac{U_{к.\,л}}{\sqrt{3}\,I_{к.\,л}}; \quad r_к = \frac{P_к}{3I_{к.\,л}^2}; \quad x_к = \sqrt{z_к^2 - r_к^2}, \qquad (14\text{-}73)$$

а при соединении первичной обмотки треугольником

$$z_к = \frac{\sqrt{3}\,U_{к.\,л}}{I_{к.\,л}}; \quad r_к = \frac{P_к}{I_к^2}; \quad x_к = \sqrt{z_к^2 - r_к^2}. \qquad (14\text{-}74)$$

Коэффициент мощности при коротком замыкании определяется по формулам, аналогичным (14-62) и (14-65).

Согласно схеме замещения рис. 14-5, сопротивление короткого замыкания

$$Z_к = Z_1 + \frac{Z_м Z_2'}{Z_м + Z_2'}. \qquad (14\text{-}75)$$

Так как $Z_м$ в сотни раз больше Z_2', то в знаменателе (14-75) можно пренебречь Z_2' по сравнению с $Z_м$. Поэтому с большой точностью

$$Z_к = Z_1 + Z_2'; \quad r_к = r_1 + r_2'; \quad x_к = x_1 + x_2'. \qquad (14\text{-}76)$$

Эти соотношения соответствуют упрощенной схеме замещения рис. 14-6 при замкнутых накоротко вторичных зажимах ($U_2' = 0$).

Так как x_1 и x_2' определяются потоками, замыкающимися по воздуху, то их значения, а также $z_к$ не зависят от $U_к$ и $I_к$. Характеристики короткого замыкания трансформатора приведены на рис. 14-14.

Напряжение $U_к = U_{к.н}$, при котором ток короткого замыкания равен номинальному: $I_к = I_н$, носит название *напряжения короткого замыкания* и обозначается $u_к$.

Величина $u_к$ в относительных единицах равна сопротивлению короткого замыкания в относительных единицах:

$$u_{к*} = U_{к.\,н}/U_н = z_к I_н/U_н = z_к/z_н = z_{к*}. \qquad (14\text{-}77)$$

Величина $u_к$ выражается на практике также в процентах:

$$u_{к\%} = \frac{U_{к.\,н}}{U_н}\cdot 100 = 100u_{к*} = 100z_{к*}. \qquad (14\text{-}78)$$

Векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании с $I_к = I_н$ изображена в двух видах на рис. 14-15, *а*, *б*. Треугольник на рис. 14-15, *б* называется *треугольником короткого замыкания*. Его катеты представляют собой активную и реактивную составляющие напряжения короткого замыкания:

$$u_{ка} = u_к \cos\varphi_к; \quad u_{кr} = u_к \sin\varphi_к. \qquad (14\text{-}79)$$

В трансформаторах мощностью $S_н = 10$ кВ·А обычно $\cos\varphi_к \approx 0{,}65$, а в трансформаторах мощностью $S_н = 60$ МВ·А обычно $\cos\varphi_к \approx 0{,}05$. Таким образом, в мощных трансформаторах преобладают составляющие $u_{кr}$ и $x_к$ по сравнению с $u_{ка}$ и $r_к$. Очевидно, что $u_{ка*} = r_{к*}$, $u_{кr*} = x_{к*}$. Значение $u_{ка*}$ приводится к температуре обмоток, равной 75° С.

Согласно изложенному, напряжение короткого замыкания характеризует значение активных сопротивлений и индуктивных сопротивлений рассеяния трансформатора и является поэтому важной характеристикой трансформатора. Значение $u_{к\%}$ указывается в паспортной табличке трансформатора. В силовых трансформаторах $u_{к\%} = 4{,}5 \div 15$. Первая цифра относится к трансформаторам с номинальным линейным напряжением $U_{л.н} \leqslant 10$ кВ, а вторая — к трансформаторам с $U_{л.н} = 500$ кВ, которые обладают большим рассеянием вследствие большого расстояния между обмотками.

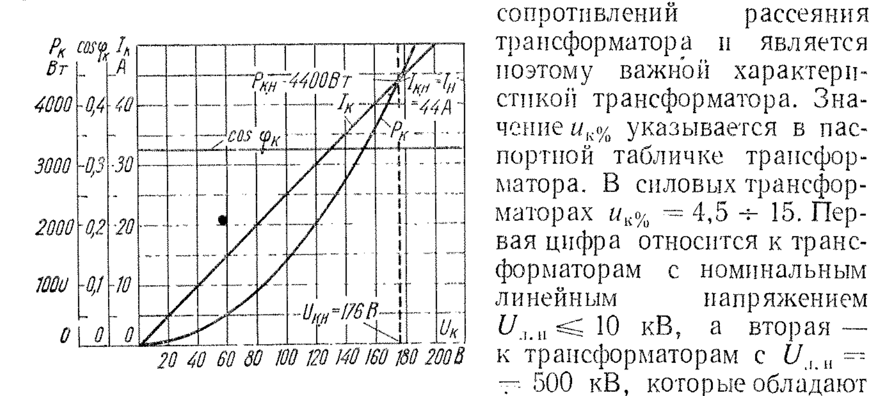


Рис. 14-14. Характеристики короткого замыкания трансформатора с соединением обмоток Y, Y₀, 240 кВ·А, 3150/380 В, измеренные со стороны ВН

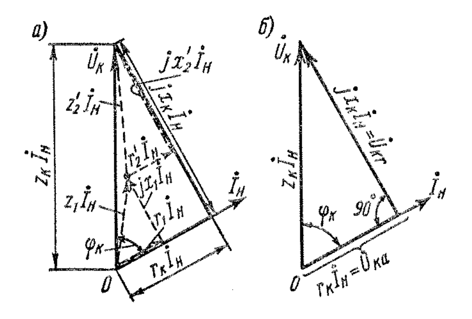


Рис. 14-15. Векторные диаграммы трансформатора при коротком замыкании с $I_к = I_н$

Значение э. д. с. E_1 в опыте короткого замыкания при $I_к = I_н$ в 15—40 раз меньше $U_н$. При этом магнитные потери в 225—1600 раз меньше, чем в случае $U = U_н$, и весьма малы. Поэтому мощность короткого замыкания $P_к$ с большой точностью представляет собой мощность электрических потерь в обмотках, включая добавочные потери в стенках бака и в крепежных деталях от потоков рассеяния трансформатора. Следовательно, и $r_к = r_1 + r_2'$, определенное из опыта короткого замыкания, является эквивалентным сопротивлением с учетом этих потерь.

Если короткое замыкание происходит при номинальном первичном напряжении, то

$$I_к = U_н / z_к$$

или в относительных единицах

$$I_{к*} = 1/z_{к*} = 100/u_{к\%}.$$

Если, например, $u_{к\%} = 10\%$, то $I_к = 10 I_н$.

Глава пятнадцатая

РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРА ПОД НАГРУЗКОЙ

§ 15-1. Физические условия работы, векторные и энергетические диаграммы трансформатора

При анализе работы трансформатора под нагрузкой будем иметь в виду однофазный трансформатор или трехфазный трансформатор с симметричной нагрузкой, когда можно рассматривать одну фазу трансформатора. Работа трехфазного трансформатора при несимметричной нагрузке будет рассмотрена отдельно. Будем полагать, что первичное напряжение $U_1 = \text{const}$ и частота $f = \text{const}$.

Физические условия работы трансформатора. На основании схемы замещения рис. 14-5 можно написать следующие уравнения напряжения трансформатора:

$$\left.\begin{aligned} \dot U_1 &= r_1 \dot I_1 + jx_1 \dot I_1 + Z_м(\dot I_1 + \dot I_2'); \\ -\dot U_2' &= r_2' \dot I_2' + jx_2' \dot I_2' + Z_м(\dot I_1 + \dot I_2'), \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}1)$$

причем

$$Z_м(\dot I_1 + \dot I_2') = Z_м \dot I_м = -\dot E_1.$$

Поэтому вместо уравнений (15-1) можно также написать

$$\left.\begin{aligned} \dot U_1 &= r_1 \dot I_1 + jx_1 \dot I_1 + (-\dot E_1); \\ \dot U_2' &= \dot E_1 - r_2' \dot I_2' - jx_2' \dot I_2'. \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}2)$$

Особенностью работы трансформатора является то, что ввиду относительной малости r_1 и x_1 падение напряжения $(r_1 + jx_1)\dot I_1$ в диапазоне нормальных нагрузок относительно мало, вследствие чего, согласно первому уравнению (15-2), $E_1 \approx U_1$. В свою очередь э. д. с. E_1 на основании выражения (12-3) пропорциональна потоку магнитопровода $\Phi_с$. Поэтому значение потока определяется в основном первичным напряжением:

$$\Phi_с \approx \frac{U_1}{4{,}44 f w_1}, \qquad (15\text{-}3)$$

и при $U_1 = \text{const}$ также $\Phi_с \approx \text{const}$.

При холостом ходе трансформатор потребляет из сети такой ток $I_0 = I_1$, который нужен для создания необходимого при данном U_1 потока.

Значение потока $\Phi_с$ всегда таково, что индуктируемая им э. д. с. E_1 вместе с падением напряжения $Z_1 \dot I_1$ в соответствии с уравнениями (15-2) уравновешивают приложенное напряжение.

Когда к вторичной обмотке подключается нагрузка, в этой обмотке возникает ток $\dot{I}_2$. Вторичная н. с. $w_2\dot{I}_2 = w_1\dot{I}'_2$ стремится создать в магнитопроводе свой поток и изменить, таким образом, поток, существовавший в режиме холостого хода. Однако, как было указано выше, при $U_1 = \text{const}$ этот поток существенным образом измениться не может. Поэтому первичная обмотка будет потреблять из сети, кроме намагничивающего тока $\dot{I}_м$, дополнительный ток $\dot{I}'_1$ такого значения, что создаваемая им н.с. $w_1\dot{I}'_1$ уравновесит н.с. $w_2\dot{I}_2$. Таким образом,

$$w_1\dot{I}'_1 = -w_2\dot{I}_2 = -w_1\dot{I}'_2, \qquad (15\text{-}4)$$

откуда

$$\dot{I}'_1 = -\dot{I}'_2. \qquad (15\text{-}5)$$

Ток $\dot{I}'_1$, уравновешивающий в магнитном отношении вторичный ток $\dot{I}_2$, назовем **нагрузочной составляющей первичного тока.**

Полный первичный ток состоит из намагничивающей $\dot{I}_м$ и нагрузочной $\dot{I}'_1$ составляющих:

$$\boxed{\dot{I}_1 = \dot{I}_м + \dot{I}'_1.} \qquad (15\text{-}6)$$

На основании равенства (15-5) вместо (15-6) можно также написать

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_м - \dot{I}'_2, \qquad (15\text{-}7)$$

что находится в соответствии со схемой замещения рис. 14-5.

Умножив выражение (15-7) на w_1, получим

$$w_1\dot{I}_1 + w_1\dot{I}'_2 = w_1\dot{I}_м \qquad (15\text{-}8)$$

или

$$w_1\dot{I}_1 + w_2\dot{I}_2 = w_1\dot{I}_м. \qquad (15\text{-}9)$$

На основании изложенного можно отметить следующее. Поток магнитопровода трансформатора создается суммой н. с. первичного и вторичного токов или н. с. намагничивающей составляющей первичного тока $\dot{I}_м$. Так как с изменением нагрузки $\dot{I}_1$ и $Z_1\dot{I}_1$ изменяются, то при $U_1 = \text{const}$, согласно выражениям (15-2) и (12-3), несколько изменяются также E_1 и $\Phi_с$. Соответственно этому при изменении нагрузки несколько изменяется также намагничивающая составляющая первичного тока $\dot{I}_м$.

Векторные диаграммы трансформатора позволяют проанализировать работу трансформатора и высказанные выше положения более полно. Векторные диаграммы можно построить на основе схемы замещения рис. 14-5 или уравнений (15-2).

На рис. 15-1, *а* изображена векторная диаграмма трансформатора для случая смешанной активно-индуктивной нагрузки. Э. д. с. $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ отстает от потока магнитопровода $\dot{\Phi}_с$ на 90°. Ток $\dot{I}_2$ отстает от $\dot{E}'_2$ на некоторый угол ψ_2, значение которого определяется характером нагрузки. Вычитая из $\dot{E}'_2$ падения напряжения $jx'_2\dot{I}'_2$ (перпендикулярно $\dot{I}'_2$) и $r'_2\dot{I}'_2$ (параллельно $\dot{I}'_2$), получим вектор вторичного напряжения $\dot{U}'_2$.

Реактивная составляющая намагничивающего тока $\dot{I}_{мr}$ совпадает по фазе с $\dot{\Phi}_с$, а его активная составляющая $\dot{I}_{ма}$ опережает $\dot{\Phi}_с$ на 90°. Поэтому намагничивающий ток $\dot{I}_м = \dot{I}_{ма} + \dot{I}_{мr}$ несколько опережает $\dot{\Phi}_с$ (рис. 15-1, *а*). Прибавив к $\dot{I}_м$ вектор $\dot{I}'_1 = -\dot{I}'_2$, находим вектор первичного тока $\dot{I}_1$. Для получения вектора первичного напряжения $\dot{U}_1$ необходимо построить вектор $-\dot{E}_1$, равный по величине и обратный по направлению вектору $\dot{E}_1$, и прибавить к нему падения напряжения $r_1\dot{I}_1$ и $jx_1\dot{I}_1$. При активно-индуктивной нагрузке $\varphi_1 > \varphi_2$.

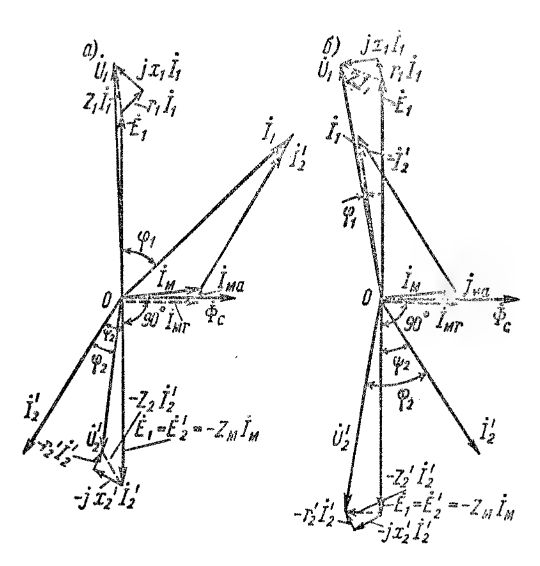


Рис. 15-1. Векторные диаграммы трансформатора при смешанной активно-индуктивной (*а*) и активно-емкостной (*б*) нагрузке

На рис. 15-1, *б* аналогичным образом построена векторная диаграмма для случая смешанной активно-емкостной нагрузки, когда вектор тока $\dot{I}'_2$ опережает векторы $\dot{E}'_2$ и $\dot{U}'_2$ соответственно на углы ψ_2 и φ_2. Отметим, что для ясности диаграмм величины $\dot{I}_{ма}$, $\dot{I}_{мr}$ и падений напряжения изображены непропорционально большими.

Из диаграммы рис. 15-1, *а* можно заключить, что при $U_1 = \text{const}$ и $\psi_2 = \text{const}$ или $\varphi_2 = \text{const}$ увеличение нагрузки $\dot{I}'_2$ вызывает некоторое уменьшение $E_1 = E'_2$ и U'_2, а следовательно, также некоторое уменьшение $\Phi_с$ и $I_м$. Из диаграммы 15-1, *б* при тех же условиях следует, что в случае увеличения активно-емкостной нагрузки величины $E_1 = E'_2$, U'_2, $\Phi_с$ и $I_м$ при достаточно большом значении ψ_2 или $|\varphi_2|$ могут даже увеличиться.

Упрощенная векторная диаграмма соответствует упрощенной схеме замещения трансформатора (см. рис. 14-6), в которой намагничивающий ток принят равным нулю. Если при этом изменить положительные направления $\dot{U}_2'$ и $\dot{I}_2'$ на обратные, повернув их векторы на 180°, то получим в соответствии со схемой рис. 14-6 диаграмму, изображенную на рис. 15-2. Если $U_1 = \text{const}$ и $I_2' = \text{const}$, а угол сдвига фаз φ_2 изменяется, то конец вектора $\dot{U}_2'$

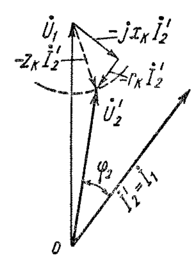
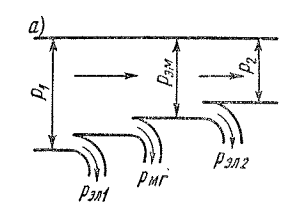


Рис. 15-2. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора при смешанной активно-индуктивной нагрузке



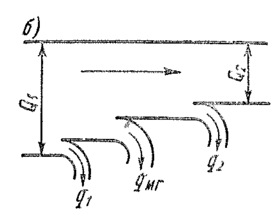


Рис. 15-3. Преобразование активной (а) и реактивной (б) мощности в трансформаторе

будет перемещаться по окружности с радиусом $z_\text{к} I_2'$ и центром в конце вектора $\dot{U}_1$, как изображено на рис. 15-2 штриховой линией. Из такой диаграммы можно легко вывести заключение о влиянии характера нагрузки или величины φ_2 на напряжение $\dot{U}_2'$.

Энергетические диаграммы трансформатора. Преобразование активной мощности трансформатора происходит согласно диаграмме рис. 15-3, *а*, соответствующей схемам замещения рис. 14-4 и 14-5 и векторным диаграммам рис. 15-1.

Первичная обмотка потребляет из питающей сети мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1.$$

Часть этой мощности теряется на электрические потери в первичной обмотке:

$$p_{\text{эл}\,1} = m I_1^2 r_1.$$

Другая часть мощности расходуется на магнитные потери в магнитопроводе:

$$p_{\text{мг}} = m E_1 I_{\text{м}a} = m I_\text{м}^2 r_\text{м}.$$

Электромагнитная мощность

$$P_{\text{эм}} = P_1 - p_{\text{эл}\,1} - p_{\text{мг}} = m E_1 I_2' \cos \psi_2$$

передается магнитным полем во вторичную обмотку. В этой обмотке теряется мощность

$$p_{\text{эл}\,2} = m I_2^2 r_2 = m I_2'^2 r_2'.$$

Остаток мощности P_2 представляет собой полезную мощность, передаваемую потребителям:

$$P_2 = P_{\text{эм}} - p_{\text{эл}\,2} = m U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m U_2' I_2' \cos \varphi_2.$$

Преобразование реактивной мощности происходит согласно диаграмме рис. 15-3, *б*. Из первичной реактивной мощности

$$Q_1 = m U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

мощность

$$q_1 = m I_1^2 x_1$$

расходуется на создание первичного магнитного поля рассеяния и мощность

$$q_{\text{мг}} = m E_1 I_{\text{м}r} = m I_\text{м}^2 x_\text{м}$$

— на создание магнитного поля магнитопровода.

Во вторичной обмотке теряется реактивная мощность

$$q_2 = m I_2^2 x_2 = m I_2'^2 x_2'$$

и оставшаяся реактивная мощность

$$Q_2 = Q_1 - q_1 - q_{\text{мг}} - q_2 = m U_2 I_2 \sin \varphi_2 = m U_2' I_2' \sin \varphi_2$$

передается потребителю.

При активно-емкостной нагрузке $\varphi_2 < 0$, а также $Q_2 < 0$. Изменение знака Q_2 означает изменение направления передачи реактивной мощности или энергии. Если при этом также

$$Q_1 = Q_2 + q_2 + q_{\text{мг}} + q_1 < 0,$$

то реактивная мощность передается из вторичной обмотки в первичную. Если же $Q_2 < 0$ и $Q_1 > 0$, то реактивная мощность потребляется как из первичной, так и из вторичной обмотки и расходуется на намагничивание трансформатора.

§ 15-2. Изменение напряжения трансформатора

Изменением напряжения трансформатора называется арифметическая разность между вторичными напряжениями трансформатора при холостом ходе и при номинальном токе нагрузки, когда первичное напряжение постоянно и равно номинальному, а частота также постоянна и равна номинальной.

Изменение напряжения представляет собой важную эксплуатационную характеристику трансформатора. Определять изменение напряжения при помощи построения векторной диаграммы неудобно ввиду относительно небольшой его величины и неточности графических построений. Поэтому пользуются аналитической формулой, которая выводится ниже.

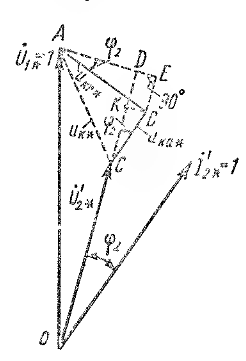


Рис. 15-4. К выводу формулы изменения напряжения трансформатора

Используем для вывода этой формулы упрощенную векторную диаграмму (рис. 15-2), построенную в относительных единицах для $U_1 = U_{1н}$ и $I_2 = I_{2н}$ или $I'_2 = I'_{2н} = I_{1н}$ на рис. 15-4. Тогда падение напряжения и его составляющие будут равны напряжению короткого замыкания и его составляющим в относительных единицах:

$$z_{к*} I'_{2н*} = z_{к*} = u_{к*}; \quad r_{к*} I'_{2н*} = r_{к*} = u_{ка*}; \quad x_{к*} I'_{2н*} = x_{к*} = u_{кr*},$$

как это и показано на рис. 15-4. На этом рисунке, кроме того, линия CD является продолжением OC, $AE \perp OD$ и $KB \perp OD$, а $\angle BAE = \varphi_2$.

Согласно определению, изменение напряжения ΔU в относительных единицах

$$\Delta U_* = \frac{U_{20*} - U_{2*}}{U_{20*}} = \frac{U'_{20*} - U'_{2*}}{U'_{20*}} = \frac{U_{1н*} - U'_{2*}}{U_{1н*}}. \qquad (15\text{-}10)$$

На основании рис. 15-4.

$$U'_{2*} = OD - CD = \sqrt{OA^2 - AD^2} - CD = \sqrt{1 - AD^2} - CD.$$

При реальных для трансформатора соотношениях $AD \ll 1$, и поэтому можно взять приближенное значение корня, используя формулу бинома Ньютона и учитывая два его первых члена:

$$\sqrt{1 - AD^2} \approx 1 - \frac{AD^2}{2}.$$

Тогда

$$U'_{2*} = 1 - CD - \frac{AD^2}{2}$$

и на основании выражения (15-10)

$$\Delta U_* = CD + \frac{AD^2}{2}. \qquad (5\text{-}11)$$

Согласно рис. 15-4,

$$CD = CK + KD = CK + BE = u_{ка*} \cos\varphi_2 + u_{кr*} \sin\varphi_2;$$

$$AD = AE - DE = AE - KB = u_{кr*} \cos\varphi_2 - u_{ка*} \sin\varphi_2.$$

Подставив эти значения отрезков в выражение (15-11), получим искомую расчетную формулу:

$$\Delta U_* = u_{ка*} \cos\varphi_2 + u_{кr*} \sin\varphi_2 + \frac{(u_{кr*} \cos\varphi_2 - u_{ка*} \sin\varphi_2)^2}{2}. \qquad (15\text{-}12)$$

Обычно ΔU вычисляют в процентах и выражают через $u_{ка\%}$ и $u_{кr\%}$. Подставив в выражение (15-12)

$$u_{ка*} = u_{ка\%}/100; \quad u_{кr*} = u_{кr\%}/100$$

и умножив обе части этого выражения на 100, получим

$$\boxed{\Delta U_\% = u_{ка\%} \cos\varphi_2 + u_{кr\%} \sin\varphi_2 + \frac{(u_{кr\%} \cos\varphi_2 - u_{ка\%} \sin\varphi_2)^2}{200}.} \qquad (15\text{-}13)$$

Последний член этого выражения обычно относительно мал, и поэтому

$$\boxed{\Delta U_\% \approx u_{ка\%} \cos\varphi_2 + u_{кr\%} \sin\varphi_2.} \qquad (15\text{-}14)$$

Если необходимо определить изменение напряжения при токе $I_2 \neq I_{2н}$, то достаточно умножить первые два члена соотношений (15-12) и (15-13) на коэффициент нагрузки трансформатора $k_{нг} = I_2/I_{2н}$, а последний член — на $k^2_{нг}$.

Пример. Для трансформатора мощностью $S_н = 180$ кВ·А с напряжениями $U_{1.л.н} = 6000$ В, $U_{2.л.н} = 400$ В напряжения короткого замыкания $u_{к\%} = 5{,}5\%$, $u_{ка\%} = 2{,}2\%$ и $u_{кr\%} = 5{,}04\%$. При этом для номинального тока при $\cos\varphi_2 = 1{,}0$ и $\sin\varphi_2 = 0$, согласно выражению (15-13), получим $\Delta U_\% = 2{,}33\%$ и, согласно выражению (15-14), $\Delta U_\% = 2{,}2\%$. При $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ и $\sin\varphi_2 = 0{,}6$ соответственно будем иметь $\Delta U_\% = 4{,}82\%$ и $\Delta U_\% = 4{,}78\%$.

Для иллюстрации зависимости ΔU от характера нагрузки трансформатора на рис. 15-5 построен график зависимости $\Delta U_\% =$

$= f(\varphi_2)$ при $I = I_н$ применительно к данным рассмотренного численного примера. Правый квадрант соответствует смешанной активно-индуктивной нагрузке, а левый квадрант — активно-емкостной нагрузке.

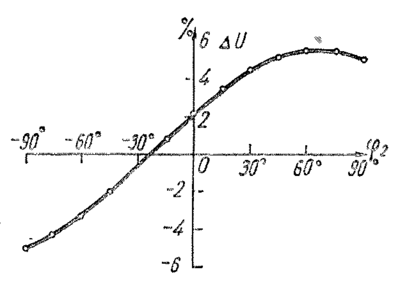


Рис. 15-5. Зависимость изменения напряжения от характера нагрузки

На рис. 15-5 видно, что при активно-индуктивной нагрузке вторичное напряжение трансформатора падает ($\Delta U > 0$), а в случае активно-емкостной нагрузки при достаточно большом угле сдвига фаз оно повышается ($\Delta U < 0$). Это обусловлено тем, что при протекании через индуктивное сопротивление индуктивный ток вызывает понижение напряжения, а емкостный ток — повышение его. Чем выше номинальное напряжение трансформатора, тем больше рассеяние трансформатора и напряжение короткого замыкания и поэтому тем больше изменение напряжения трансформатора.

§ 15-3. Регулирование напряжения трансформатора

Вследствие падения напряжений в трансформаторе и питающей сети колебания нагрузок потребителей вызывают колебания вторичного напряжения трансформатора. Поэтому возникает необходимость регулирования напряжения трансформаторов, что можно осуществить путем изменения коэффициента трансформации $k = w_1/w_2$ или числа включенных в работу витков первичной или вторичной обмотки трансформатора. Для этой цели обмотка выполняется с рядом ответвлений, и для регулирования напряжения производится переключение этих ответвлений с помощью соответствующего переключающего устройства.

Переключение ответвлений обмотки может производиться при отключении трансформатора от сети или же без отключения, под нагрузкой. При первом способе переключающее устройство получается проще и дешевле, однако переключение связано с перерывом энергоснабжения потребителей и не может производиться часто. Поэтому этот способ применяется главным образом для коррекции вторичного напряжения сетевых понижающих трансформаторов в зависимости от уровня первичного напряжения на данном участке сети, а также при сезонных изменениях напряжения сети в связи с сезонным изменением нагрузки. Переключение под нагрузкой требует более сложного и дорогого переключающего устройства и используется в мощных трансформаторах при необходимости частого

или непрерывного регулирования напряжения. Применение трансформаторов с регулированием напряжения под нагрузкой все более расширяется.

Трансформаторы с переключением числа витков в отключенном состоянии изготовляются с регулированием напряжения относительно номинального на ±5% (силовые трансформаторы малой и средней мощности) или на ±2,5% и ±5% (трансформаторы большой мощности). В первом случае трансформатор имеет три ступени, а во втором — пять ступеней напряжения. Ответвления целесообразно выполнять на той стороне, напряжение на которой в процессе эксплуатации подвергается изменениям. При этом магнитный поток трансформатора $\Phi \sim U/w$ при работе на разных ступенях (ответвлениях) меняется мало. Обычно это сторона высшего напряжения. Выполнение ответвлений на стороне высшего напряжения имеет также то преимущество, что при этом ввиду большого числа витков отбор ±2,5% и ±5% числа витков может быть произведен с большой точностью. Кроме того, ток на стороне высшего напряжения меньше и переключатель получается более компактным.

Рис. 15-6. Схемы обмоток с ответвлениями для регулирования напряжения

Переключаемые участки обмотки между ответвлениями целесообразно располагать в окне трансформатора по высоте обмотки, в средней ее части, чтобы распределение частей обмотки, нагруженных током, было по отношению к ярмам при работе на разных ответвлениях по возможности симметричным. В противном случае магнитное поле рассеяния по сравнению со случаем, изображенным на рис. 14-8, сильно искажается, что приводит к увеличению индуктивных сопротивлений рассеяния и к резкому увеличению усилий, действующих на обмотки при коротких замыканиях (см. § 17-2). С другой стороны, ответвления предпочтительно выполнять со стороны заземленной нейтрали (нулевой точки) обмотки, так как изоляция переключателя при этом облегчается.

На рис. 15-6 показаны наиболее характерные схемы выполнения обмоток с ответвлениями. Схема рис. 15-6, *а* применяется при многослойной цилиндрической обмотке, и ответвления располагаются в крайнем цилиндрическом слое. В схеме рис. 15-6, *б* обмотки выполняются из двух частей, намотанных в разные стороны, чтобы э. д. с. и н. с. двух частей обмоток складывались, а не вычитались. В схемах рис. 15-6, *а* и *б* применяется общий переключатель для трех фаз (рис. 15-7, *а*), а в схемах рис. 15-6, *в* и *г* каждая фаза

имеет свой переключатель (рис. 15-7, *б*), так как в этом случае между ответвлениями разных фаз существует напряжение $U \approx \approx 0{,}5U_н$. Переключатели располагаются внутри бака трансформатора, а концы осей переключателей выводятся на крышку бака.

Рис. 15-7. Схемы переключателей для регулирования напряжения

Трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой, выпускаемые в СССР, обычно рассчитаны для регулирования напряжения в пределах 6—10% через 1,25—1,67%. В этих трансформаторах переход с одной ступени на другую должен происходить без разрыва цепи тока. Поэтому в промежуточном положении включены два соседних ответвления обмотки и часть обмотки между ними оказывается замкнутой накоротко. Для ограничения тока короткого замыкания применяются токоограничивающие реактивные или активные сопротивления.

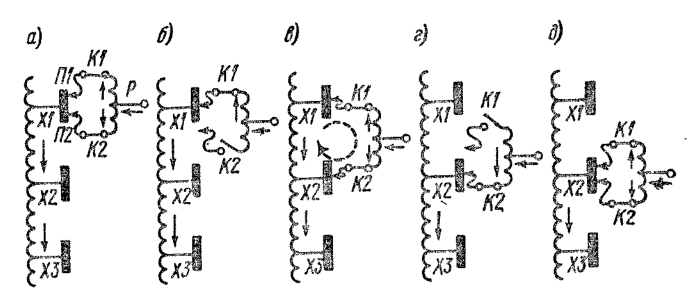


Рис. 15-8. Переключение ответвлений обмотки для регулирования напряжения под нагрузкой с использованием токоограничивающего реактора

На рис. 15-8 приведена схема переключения с токоограничивающим реактором *Р* и показано пять последовательных позиций при переходе с ответвления *Х1* (позиция *а*) на ответвление *Х2* (позиция *д*). В каждой из двух ветвей схемы переключения имеется контактор (*К1*, *К2*) для выключения тока из данной ветви перед ее переключением и подвижные контакты переключателя (*П1*, *П2*), которые рассчитаны для переключения ветвей без тока. В нормальном рабочем положении (позиции *а* и *д*) токи двух ветвей схемы обтекают две половины обмотки реактора в разных направлениях. Поэтому поток в магнитопроводе реактора практически отсутствует

и индуктивное сопротивление реактора мало. Наоборот, ток короткого замыкания ступени, возникающий при промежуточном положении переключателя и показанный на рис. 15-8, *в* штриховой линией, обтекает всю обмотку реактора в одинаковом направлении. При этом магнитопровод реактора намагничивается и сопротивление реактора по отношению к этому току велико.

Реактор *Р* и переключатели *П* помещаются внутри бака трансформатора, а контакторы *К* — в специальном дополнительном баке, который монтируется на боковой стенке бака трансформатора. При таком устройстве масло в баке трансформатора защищено от загрязнения, вызываемого работой контакторов при разрыве ими цепи тока.

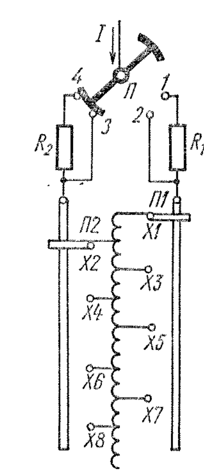


Рис. 15-9. Схема регулирования напряжения под нагрузкой с использованием активных токоограничивающих сопротивлений

На рис. 15-9 показана принципиальная схема переключения под нагрузкой с применением активных токоограничивающих сопротивлений R_1 и R_2. При положении переключателей, показанном на рис. 15-9, трансформатор работает на ответвлении *Х2*. При переходе на ответвление *Х1* сначала в положение работы на ответвлении *Х1* переводится переключатель *П1*, а затем переключатель *П* под воздействием соответствующего механизма быстро перебрасывается в положение, в котором он присоединяется к контактам *1* и *2*. Последовательность размыкания контактов *3* и *4* и замыкания контактов *1* и *2* при этом рассчитана так, что цепь рабочего тока *I* не разрывается. Быстрое, в течение сотых долей секунды, переключение необходимо во избежание перегрева сопротивлений R_1 и R_2.

§ 15-4. Коэффициент полезного действия трансформатора

Потери активной мощности в трансформаторе подразделяются на электрические потери в обмотках и магнитные потери в магнитопроводе. Добавочные потери на вихревые токи в обмотках (см. § 12-3) включаются в электрические потери. Кроме того, возникают потери на вихревые токи от полей рассеяния также в стенках бака и в крепежных деталях. Так как эти потери пропорциональны квадрату тока, то они тоже относятся к электрическим потерям. Опытное значение активного сопротивления короткого замыкания $r_к$ учитывает и эти добавочные потери.

Значение потерь определяется расчетным путем при проектировании трансформатора или опытным путем в готовом трансформаторе.

Согласно ГОСТ 11677—75, магнитные потери $p_{мг}$ определяются из опыта холостого хода (см. § 14-5).

Как было установлено в § 15-1, поток трансформатора при $U_1 = \text{const}$ с изменением нагрузки несколько изменяется, в соответствии с чем изменяются также магнитные потери. Однако это изменение относительно невелико, и поэтому при $U_1 = U_{1н} = \text{const}$ магнитные потери при всех нагрузках принимаются, согласно ГОСТ 11677—75, равными мощности холостого хода P_0 при этом напряжении.

Электрические потери $p_{эл}$, включая добавочные, при номинальном токе принимаются равными мощности короткого замыкания $P_к$ при этом же токе (см. § 14-5). Обычно в опыте короткого замыкания температура обмоток ϑ отличается от 75° С, и поэтому мощность $P_к$ приводится к 75° С, для чего опытное значение потерь множится при медных обмотках на коэффициент (см. § В-4)

$$k_\vartheta = \frac{235+75}{235+\vartheta},$$

а при алюминиевых обмотках — на коэффициент

$$k_\vartheta = \frac{245+75}{245+\vartheta}.$$

Электрические потери при нагрузке $I \neq I_н$ в соответствии с ГОСТ 11677—75 принимаются равными $k_{нг}^2 P_к$, где

$$\boxed{k_{нг} = I_2/I_{2н}} \qquad (15\text{-}15)$$

представляет собой коэффициент нагрузки трансформатора. При этом не учитывается то обстоятельство, что ввиду наличия намагничивающей составляющей тока отношение $I_1/I_{1н}$ несколько отличается от $k_{нг}$, определяемого по формуле (15-15).

Таким образом, суммарные потери трансформатора при $U = U_н$ принимаются равными

$$p_\Sigma = p_{мг} + p_{эл} = P_0 + k_{нг}^2 P_к. \qquad (15\text{-}16)$$

Для ориентации во встречающихся на практике соотношениях в табл. 15-1 приводятся значения P_0 и $P_к$ для некоторых трансформаторов с соединением обмоток Y/Y$_0$ и Y/Δ по ГОСТ 12022—66 и ГОСТ 11920—73. У изготовляемых в СССР трансформаторов P_0 и $P_к$ не должны превышать указанных в таблице значений.

Таблица 15-1

Потери холостого хода P_0 и короткого замыкания $P_к$ масляных двухобмоточных трансформаторов согласно ГОСТ 12022-66 и ГОСТ 11920—73

Номинальная мощность трансформатора, кВ·А	Верхний предел номинального напряжения, кВ		Потери, кВт	
	ВН	НН	P_0	$P_к$
25	10,0	0,4	0,125	0,60
100	10,0	0,4	0,365	1,97
160	10,0	0,69	0,540	2,65
1 000	38,5	10,5	2,75	12,2
10 000	38,5	10,5	14,5	65,0
80 000	38,5	10,5	65,0	330,0

Коэффициент полезного действия трансформатора вычисляется в предположении, что полезная мощность трансформатора выражается соотношением

$$P_2 = mU_{2н}k_{нг}I_{2н}\cos\varphi_2 = k_{нг}S_н\cos\varphi_2, \qquad (15\text{-}17)$$

которое не учитывает того, что при изменениях нагрузки напряжение U_2 несколько меняется и не равно в точности $U_{2н}$.

В соответствии с изложенным формула для вычисления к. п. д.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2 + p_\Sigma - p_\Sigma}{P_2 + p_\Sigma} = 1 - \frac{p_\Sigma}{P_2 + p_\Sigma}$$

принимает вид

$$\boxed{\eta = 1 - \frac{P_0 + k_{нг}^2 P_к}{k_{нг}S_н\cos\varphi_2 + P_0 + k_{нг}^2 P_к}.} \qquad (15\text{-}18)$$

Указанные выше допущения практически мало сказываются на точности вычисления к. п. д.

К. п. д. трансформатора имеет максимальное значение при такой нагрузке (см. § 7-2), при которой переменные потери $p_{эл}$ равны постоянным потерям $p_{мг}$, т. е. при $k_{нг}^2 P_к = P_0$.

Таким образом, $\eta = \eta_{макс}$ при

$$k_{нг} = \sqrt{P_0/P_к}. \qquad (15\text{-}19)$$

Зависимость к. п. д. от коэффициента нагрузки $k_{нг}$ для силового трансформатора мощностью 180 кВ·А и напряжением 6,3/0,525 кВ при $\cos\varphi_2 = 1$ и $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ изображена на рис. 15-10. Для этого трансформатора $\eta = \eta_{макс}$ при

$$k_{нг} = \sqrt{P_0/P_к} = \sqrt{1/4} = 0{,}5.$$

Для оценки экономичности работы трансформатора с учетом изменений его нагрузки

Рис. 15-10. Зависимость к. п. д. трансформатора от коэффициента нагрузки

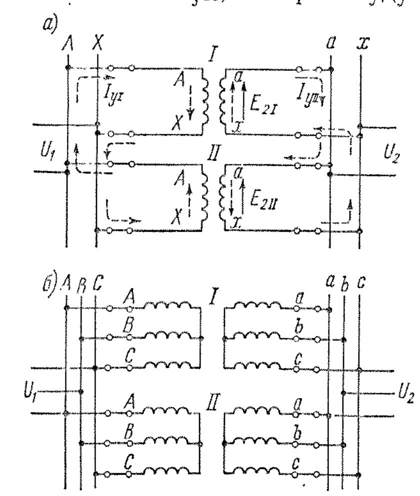
во времени пользуются понятием о годовом к. п. д., под которым понимается отношение энергии, отданной трансформатором в течение года во вторичную сеть, к энергии, потребляемой за это же время из первичной сети.

§ 15-5. Параллельная работа трансформаторов

Условия параллельной работы. На повышающих и понижающих трансформаторных подстанциях обычно устанавливаются в зависимости от мощности подстанции два, три или более параллельно работающих трансформаторов (рис. 15-11). Параллельная работа трансформаторов необходима по тем же причинам, что и параллельная работа генераторов (см. § 9-7): 1) обеспечение резервирования в энергоснабжении потребителей в случае аварии и необходимости ремонта трансформаторов; 2) уменьшение потерь энергии в периоды малых нагрузок подстанции путем отключения части параллельно работающих трансформаторов.

Как и при параллельной работе генераторов, для достижения наилучших условий параллельной работы трансформаторов необходимо, чтобы общая нагрузка подстанции распределялась между параллельно работающими трансформаторами пропорционально их номинальным мощностям. Такое распределение нагрузки достигается при условиях, когда параллельно работающие трансформаторы имеют: 1) одинаковые группы соединений обмоток; 2) равные первичные и вторичные номинальные напряжения или, что то же самое, равные коэффициенты трансформации; 3) равные напряжения короткого замыкания.

Если первые два из этих условий соблюдены, то вторичные напряжения соответствующих фаз параллельно включенных трансформаторов на холостом ходу, когда вторичные обмотки разомкнуты, будут равны по значению и по фазе. Поэтому при включении вторичных обмоток на общие шины в этих обмотках при отсутствии нагрузки не возникает никаких токов. В противном случае уже на холостом ходу возникают уравнительные токи $I_{уII}$, которые будут циркулировать по замкнутым контурам, образуемым вторичными обмотками параллельно включенных трансформаторов, и трансформироваться также в первичные обмотки. На рис. 15-11, *а* такие токи показаны штриховыми стрелками. Уравнительные токи, если они даже и не очень велики и поэтому не приводят к аварии, складываясь при подключении потребителей с токами нагрузки, вызывают неравномерную нагрузку, а также излишние потери и нагрев трансформаторов.


Рис. 15-11. Схемы параллельной работы однофазных (*а*) и трехфазных (*б*) двухобмоточных трансформаторов

Соблюдение третьего из указанных условий обеспечивает равномерное распределение нагрузки между трансформаторами.

Отметим, что при первом включении трансформаторов на параллельную работу необходимо проверить их фазировку, т. е. убедиться в том, что на одну и ту же шину включаются такие фазы отдельных трансформаторов, напряжения которых совпадают по фазе. Такую проверку применительно, например, к схеме рис. 15-11, *б* в простейшем случае, когда вторичные напряжения невелики, можно произвести следующим образом. Включим все ножи рубильников (разъединителей) схемы рис. 15-11, *б*, за исключением, например, ножей фаз *b* и *c* трансформатора *II*. Затем при $U_1 \neq 0$ измерим напряжения между этими ножами и их губками. Если эти напряжения равны нулю, то фазировка правильна. Способы фазировки трансформаторов изложены в ГОСТ 3484—65.

Рис. 15-12. Уравнительные токи при параллельной работе трансформаторов Y/Δ-11 и Y/Y-0

Выясним влияние отклонений от указанных выше условий на параллельную работу трансформаторов. При этом будем пренебрегать намагничивающим током трансформаторов и пользоваться упрощенной схемой замещения.

Условие одинаковости групп соединений обмоток. Допустим, что на параллельную работу включены два трансформатора — с соединениями обмоток Y/Δ-11 и Y/Y-0, имеющие одинаковые первичные и вторичные номинальные напряжения. Тогда вторичные э. д. с. E_2 соответствующих фаз этих трансформаторов будут равны по значению, но сдвинуты по фазе на 30° (рис. 15-12). В замкнутом контуре вторичных обмоток действует разность этих э. д. с.

$$\Delta E = 2E_2 \sin 15° = 0{,}518E_2.$$

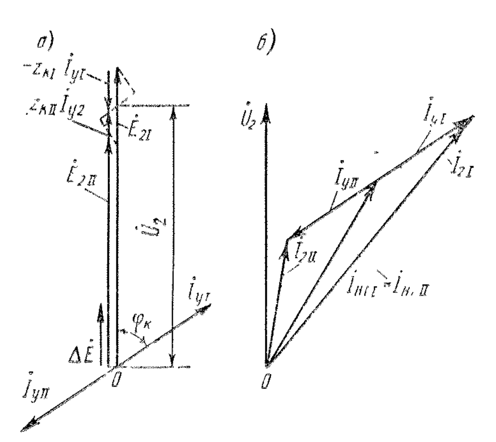


Рис. 15-13. Уравнительные токи при неравенстве коэффициентов трансформации

Уравнительный ток течет только по первичным и вторичным обмоткам трансформаторов и ограничивается по значению только сопротивлениями этих обмоток, т. е. сопротивлениями короткого замыкания трансформаторов. Поэтому

$$\dot I_у = \frac{\Delta \dot E}{Z_{кI} + Z_{кII}}. \quad (15\text{-}20)$$

Если, например, мощности трансформаторов равны и $z_{кI*} = z_{кII*} = u_{кI*} = u_{кII*} = 0{,}05$, то относительное значение уравнительного тока будет

$$I_{у*} = \frac{0{,}518}{2 \cdot 0{,}5} = 5{,}18,$$

т. е. этот ток будет в 5,18 раза больше номинального. Наличие такого тока почти равносильно короткому замыканию.

Таким образом, параллельное включение трансформаторов с различными группами соединений обмоток недопустимо.

Однако возможны случаи, когда путем круговой перестановки обозначений выводов обмоток (см. § 12-4) или соответствующим соединением зажимов двух трансформаторов удается добиться совпадения по фазе э. д. с. параллельно включаемых фаз трансформаторов, имеющих разные группы соединений. Возможность этого в каждом конкретном случае можно проверить на основе рассмотрения векторных диаграмм напряжений трансформаторов.

Условие равенства коэффициентов трансформации. Пусть, например, у двух однофазных трансформаторов (см. рис. 15-11, *а*) первичные и вторичные номинальные напряжения не равны и поэтому $E_{2I} > E_{2II}$ (рис. 15-13, *а*). В замкнутом контуре вторичных обмоток действует разность этих э. д. с. $\Delta \dot E = \dot E_{2I} - \dot E_{2II}$ и возникает уравнительный ток, определяемый равенством (15-20). Этот ток имеет во вторичных обмотках трансформаторов различные относительно действующих в них э. д. с. направления (рис. 15-11, *а* и 15-13, *а*): трансформатор *I* отдает ток $I_{уI}$, а трансформатор *II* потребляет ток $I_{уII}$. Падения напряжения, вызываемые уравнительными токами в обмотках трансформаторов, выравнивают вторичные напряжения обмоток (рис. 15-13, *а*).

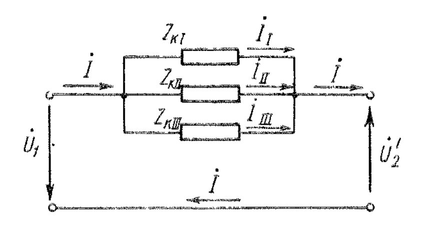


Рис. 15-14. Упрощенная схема параллельной работы трансформаторов с одинаковыми группами соединений и коэффициентами трансформации, но при разных $u_к$

При включении нагрузки в трансформаторах возникают токи нагрузки $\dot I_{нгI}$ и $\dot I_{нгII}$. Складываясь с ними, уравнительные токи вызывают неравенство результирующих токов I_{2I}, I_{2II} и неравномерную нагрузку трансформаторов (рис. 15-13, *б*).

В качестве примера допустим, что параллельно работают два трансформатора одинаковой мощности и $z_{кI*} = z_{кII*} = 0{,}055$, а их коэффициенты трансформации различаются на 1%. Тогда $\Delta E = 0{,}01\, U_н$ и, согласно формуле (15-20),

$$I_{у*} = \frac{\Delta E_*}{z_{кI*} + z_{кII*}} = \frac{0{,}01}{2 \cdot 0{,}055} = 0{,}091 \quad \text{или} \quad 9{,}1\%,$$

т. е. уравнительный ток составляет довольно значительную величину. По ГОСТ 11677—75 в общем случае допускается отличие коэффициентов трансформации от паспортных значений на 0,5%, а для трансформаторов с $k > 3$ — на 1%. Допускается параллельная работа трансформаторов с такими различиями коэффициентов трансформации.

Условие равенства напряжений короткого замыкания. Рассмотрим параллельную работу трех трансформаторов с одинаковыми группами соединений и номинальными напряжениями обмоток. Получаемые при этом результаты можно легко распространить на любое число параллельно работающих трансформаторов. Пренебрегая намагничивающими токами и используя упрощенную схему замещения (см. рис. 14-6), можно представить схему параллельной работы трех трансформаторов в виде, изображенном на рис. 15-14.

Падения напряжения

$$\Delta \dot U = \dot U_1 - \dot U_2' = \dot U_{20}' - \dot U_2'$$

будут у всех трех трансформаторов одинаковы:

$$\Delta\dot{U} = Z\dot{I}, \qquad (15\text{-}21)$$

где $\dot{I}$ — общий ток нагрузки и

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{кI}}} + \frac{1}{Z_{\text{кII}}} + \frac{1}{Z_{\text{кIII}}}} = \frac{1}{\sum\limits_n \frac{1}{Z_{\text{к}n}}}. \qquad (15\text{-}22)$$

Токи отдельных трансформаторов

$$\dot{I}_{\text{I}} = \frac{\Delta\dot{U}}{Z_{\text{кI}}} = \frac{\dot{I}}{Z_{\text{кI}} \sum\limits_n \frac{1}{Z_{\text{к}n}}}; \quad \dot{I}_{\text{II}} = \frac{\dot{I}}{Z_{\text{кII}} \sum\limits_n \frac{1}{Z_{\text{к}n}}};$$

$$\dot{I}_{\text{III}} = \frac{\dot{I}}{Z_{\text{кIII}} \sum\limits_n \frac{1}{Z_{\text{к}n}}}. \qquad (15\text{-}23)$$

В общем случае эти токи не совпадают по фазе, так как аргументы $\varphi_{\text{кI}}$, $\varphi_{\text{кII}}$, $\varphi_{\text{кIII}}$ комплексов сопротивлений короткого замыкания

$$Z_{\text{кI}} = z_{\text{кI}} e^{j\varphi_{\text{кI}}}; \quad Z_{\text{кII}} = z_{\text{кII}} e^{j\varphi_{\text{кII}}}; \quad Z_{\text{кIII}} = z_{\text{кIII}} e^{j\varphi_{\text{кIII}}}$$

могут быть неравными. При этом, например,

$$\frac{\dot{I}_{\text{I}}}{\dot{I}_{\text{II}}} = \frac{z_{\text{кII}}}{z_{\text{кI}}} e^{j(\varphi_{\text{кII}} - \varphi_{\text{кI}})},$$

т. е. $\dot{I}_{\text{I}}$ и $\dot{I}_{\text{II}}$ сдвинуты по фазе на угол $\varphi_{\text{кII}} - \varphi_{\text{кI}}$. Однако в обычных условиях эти сдвиги по фазе незначительны и с большой точностью

$$I_{\text{I}} + I_{\text{II}} + I_{\text{III}} = I. \qquad (15\text{-}24)$$

Поэтому и арифметическая сумма полных мощностей трансформаторов с большой точностью равна полной мощности нагрузки S:

$$S_{\text{I}} + S_{\text{II}} + S_{\text{III}} = S. \qquad (15\text{-}25)$$

Вследствие изложенного комплексные величины в выражениях (15-22) и (15-23) можно заменить их модулями.

Согласно определению,

$$z_{\text{кI}*} = \frac{z_{\text{кI}} I_{\text{Iн}}}{U_{\text{н}}},$$

откуда получим

$$z_{\text{кI}} = z_{\text{кI}*} \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{Iн}}} = \frac{u_{\text{кI}\%}}{100} \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{Iн}}}$$

и аналогичные выражения для $z_{\text{кII}}$ и $z_{\text{кIII}}$.

Подставим эти выражения для $z_{\text{к}}$ в (15-23) и заменим токи на пропорциональные им полные мощности, умножив (15-23) на величину $mU_{\text{н}}$. Тогда

$$mU_{\text{н}} I_{\text{I}} = \frac{mU_{\text{н}} I}{\frac{u_{\text{кI}\%}}{100} \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{Iн}}} \frac{m}{m} \sum\limits_n \frac{100 I_{\text{н}n}}{u_{\text{к}n\%} U_{\text{н}}}}$$

или

$$S_{\text{I}} = \frac{S}{\frac{u_{\text{кI}\%}}{S_{\text{нI}}} \sum\limits_n \frac{S_{\text{н}n}}{u_{\text{к}n\%}}}.$$

В относительных единицах

$$\left.\begin{aligned} S_{\text{I}*} &= \frac{S_{\text{I}}}{S_{\text{нI}}} = \frac{S}{u_{\text{кI}\%} \sum\limits_n \frac{S_{\text{н}n}}{u_{\text{к}n\%}}}; \\ S_{\text{II}*} &= \frac{S_{\text{II}}}{S_{\text{нII}}} = \frac{S}{u_{\text{кII}\%} \sum\limits_n \frac{S_{\text{н}n}}{u_{\text{к}n\%}}}; \\ S_{\text{III}*} &= \frac{S_{\text{III}}}{S_{\text{нIII}}} = \frac{S}{u_{\text{кIII}\%} \sum\limits_n \frac{S_{\text{н}n}}{u_{\text{к}n\%}}}. \end{aligned}\right\} \qquad (15\text{-}26)$$

На основании равенств (15-26)

$$\boxed{S_{\text{I}*} : S_{\text{II}*} : S_{\text{III}*} = \frac{1}{u_{\text{кI}\%}} : \frac{1}{u_{\text{кII}\%}} : \frac{1}{u_{\text{кIII}\%}},} \qquad (15\text{-}27)$$

т. е. относительные нагрузки трансформаторов обратно пропорциональны их напряжениям короткого замыкания.

Если $u_{\text{кI}\%} = u_{\text{кII}\%} = u_{\text{кIII}\%}$, то $S_{\text{I}*} = S_{\text{II}*} = S_{\text{III}*}$, т. е. трансформаторы нагружаются равномерно и при увеличении нагрузки достигают номинальной мощности одновременно. Очевидно, что при этом условия параллельной работы являются наилучшими. Если же $u_{\text{к}\%}$ не равны, то при повышении нагрузки номинальной мощности прежде всего достигнет трансформатор с наименьшим $u_{\text{к}\%}$. Другие трансформаторы при этом будут еще недогружены, и в то же время дальнейшее увеличение общей нагрузки недопустимо, так как первый трансформатор будет перегружаться. Установленная мощность трансформаторов останется, таким образом, недоиспользованной. Рекомендуется включать на параллельную

работу такие трансформаторы, для каждого из которых значение $u_{к\%}$ отличается от арифметического среднего значения $u_{к\%}$ всех этих трансформаторов не более чем на $\pm 10\%$ и отношение номинальных мощностей которых находится в пределах 3 : 1.

Допустимые перегрузки трансформаторов нормируются ГОСТ 11677—75.

Пример. Три трансформатора с одинаковыми коэффициентами трансформации и группами соединений обмоток имеют $S_{нI} = 180$ кВ·А, $S_{нII} = 240$ кВ·А, $S_{нIII} = 320$ кВ·А и $u_{кI} = 5{,}4\%$, $u_{кII} = 6{,}0\%$, $u_{кIII} = 6{,}6\%$. Определим нагрузку каждого трансформатора для случая, когда их общая нагрузка равна сумме их номинальных мощностей: $S = 180 + 240 + 320 = 740$ кВ·А. Имеем

$$\sum_n \frac{S_{нn}}{u_{кн\%}} = \frac{180}{5{,}4} + \frac{240}{6{,}0} + \frac{320}{6{,}6} = 121{,}8$$

и, согласно уравнениям (15-26),

$$S_{I*} = \frac{740}{5{,}4 \cdot 121{,}8} = 1{,}125; \qquad S_{I} = 1{,}125 \cdot 180 = 202{,}5 \text{ кВ·А};$$

$$S_{II*} = \frac{740}{6 \cdot 121{,}8} = 1{,}01; \qquad S_{II} = 1{,}01 \cdot 240 = 243 \text{ кВ·А};$$

$$S_{III*} = \frac{740}{6{,}6 \cdot 121{,}8} = 0{,}92; \qquad S_{III} = 0{,}92 \cdot 320 = 294{,}4 \text{ кВ·А}.$$

Таким образом, трансформатор *I* перегружен на 12,5%, а трансформатор *III* недогружен на 8%. Для устранения перегрузки первого трансформатора необходимо уменьшить нагрузку всей подстанции до 740 : 1,125 = 657 кВ·А или на 83 кВ·А, т. е. недоиспользованными остаются 83 кВ·А установленной мощности трансформаторов.

Глава шестнадцатая

НЕСИММЕТРИЧНАЯ НАГРУЗКА ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 16-1. Применение метода симметричных составляющих

Общие положения. На практике встречаются случаи, когда отдельные фазы трансформатора нагружены несимметрично (неравномерное распределение осветительной нагрузки по фазам, подключение мощных однофазных приемников и т. д.). Кроме того, в электрических сетях, питающихся от трансформаторов, случаются несимметричные короткие замыкания (однофазные на землю или на нулевой провод и двухфазные). При анализе несимметричных

режимов работы трансформатора будем предполагать, что трансформатор имеет симметричное устройство, т. е. все три фазы одинаковы в магнитном и электрическом отношении.

Как известно, общим методом анализа несимметричных режимов является метод симметричных составляющих. Согласно этому методу, трехфазная несимметричная система токов $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$, $\dot{I}_c$ разлагается на системы токов прямой ($\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$, $\dot{I}_{c1}$), обратной ($\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$, $\dot{I}_{c2}$) и нулевой ($\dot{I}_{a0}$, $\dot{I}_{b0}$, $\dot{I}_{c0}$) последовательности (рис. 16-1).

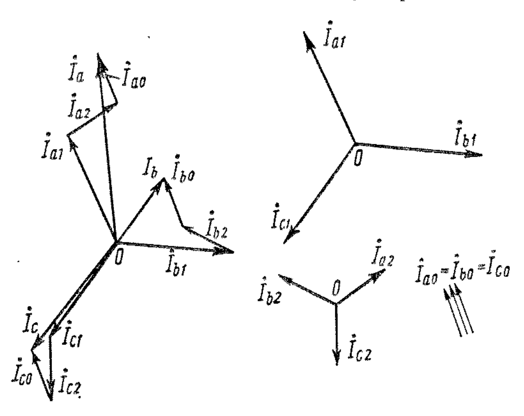


Рис. 16-1. Симметричные составляющие трехфазных токов

Векторы токов прямой последовательности $\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$, $\dot{I}_{c1}$ равны по значению и чередуются со сдвигом по фазе на 120° в направлении движения часовой стрелки. Векторы токов обратной последовательности $\dot{I}_{a2}$, $\dot{I}_{b2}$, $\dot{I}_{c2}$ также равны по значению, но чередуются со сдвигом по фазе на 120° в направлении, обратном движению часовой стрелки. Векторы токов нулевой последовательности $\dot{I}_{a0}$, $\dot{I}_{b0}$, $\dot{I}_{c0}$ равны по значению и совпадают по фазе. При этом

$$\boxed{\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0}; \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2} + \dot{I}_{b0}; \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c0}; \end{aligned}} \qquad (16\text{-}1)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{b1} &= a^2 \dot{I}_{a1}; & \dot{I}_{c1} &= a \dot{I}_{a1}; \\ \dot{I}_{b2} &= a \dot{I}_{a2}; & \dot{I}_{c2} &= a^2 \dot{I}_{a2}; \\ \dot{I}_{a0} &= \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}, \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}2)$$

где

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}},$$

причем

$$1 + a + a^2 = 0. \qquad (16\text{-}3)$$

Симметричные составляющие фазы a можно брать за основные, и тогда, согласно выражениям (16-1) и (16-2), можно также написать

$$\begin{aligned} \dot I_a &= \dot I_{a1} + \dot I_{a2} + \dot I_{a0}; \\ \dot I_b &= a^2 \dot I_{a1} + a \dot I_{a2} + \dot I_{a0}; \\ \dot I_c &= a \dot I_{a1} + a^2 \dot I_{a2} + \dot I_{a0}. \end{aligned} \tag{16-4}$$

Решая уравнения (16-4) относительно $\dot I_{a1}$, $\dot I_{a2}$ и $\dot I_{a0}$, получаем

$$\begin{aligned} \dot I_{a1} &= \frac{1}{3} (\dot I_a + a \dot I_b + a^2 \dot I_c); \\ \dot I_{a2} &= \frac{1}{3} (\dot I_a + a^2 \dot I_b + a \dot I_c); \\ \dot I_{a0} &= \frac{1}{3} (\dot I_a + \dot I_b + \dot I_c). \end{aligned} \tag{16-5}$$

На основании последнего равенства (16-5)

$$\dot I_a + \dot I_b + \dot I_c = 3 \dot I_{a0}. \tag{16-6}$$

Таким образом, при наличии токов нулевой последовательности сумма токов трех фаз отлична от нуля.

Совершенно аналогичные соотношения действительны также для несимметричной системы напряжений фаз $\dot U_a$, $\dot U_b$, $\dot U_c$ и их симметричных составляющих.

Очевидно, что применение метода симметричных составляющих основано на принципе наложения. Ниже предполагается, что для всех участков магнитной цепи трансформатора $\mu = \text{const}$, чем и обусловлена возможность применения этого принципа.

Будем также предполагать, что числа витков первичной и вторичной обмоток равны ($w_1 = w_2$), и поэтому нет надобности различать неприведенные и приведенные вторичные величины и обозначать последние штрихами. Общность получаемых при этом результатов не нарушается, так как всегда можно произвести соответствующие пересчеты. Первичные фазные величины будем обозначать индексами A, B, C, а вторичные — индексами a, b, c.

Схемы замещения и сопротивления трансформатора для токов прямой и обратной последовательности. В предыдущих главах рассматривалась работа трансформатора при симметричной нагрузке, когда токи фаз трансформатора составляли симметричную систему:

$$\dot I_b = a^2 \dot I_a; \quad \dot I_c = a \dot I_a.$$

Если подставить эти значения $\dot I_b$ и $\dot I_c$ в (16-5), то получим

$$\dot I_{a1} = \dot I_a; \quad \dot I_{a2} = 0; \quad \dot I_{a0} = 0,$$

т. е. в этом случае существуют только токи прямой последовательности. Поэтому все изложенное в предыдущих главах соответствовало работе трансформатора с токами прямой последовательности.

Если у трансформатора, работающего с симметричной нагрузкой, переменить местами два зажима со стороны высшего напряжения (например, B и C) и со стороны низшего напряжения (например, b и c), то режим работы потребителей и самого трансформатора не изменится. Однако чередование векторов токов фаз трансформатора при этом изменится на обратное, т. е. будет соответствовать токам обратной последовательности. Следовательно, токи обратной последовательности трансформируются из одной обмотки в другую так же, как и токи прямой последовательности.

Таким образом, поведение трансформатора по отношению к токам прямой и обратной последовательности одинаково. Поэтому схемы замещения рис. 14-5 и 14-6 действительны как для токов прямой, так и для токов обратной последовательности. Сопротивление трансформатора по отношению к токам этих последовательностей также одинаково и равно сопротивлению короткого замыкания $Z_к$.

Можно отметить, что любое симметричное статическое (не имеющее вращающихся частей) трехфазное устройство (трансформатор, линия передачи, электрическая печь и т. д.) имеет равные сопротивления для токов прямой и обратной последовательности.

Токи и потоки нулевой последовательности в трансформаторах. В обмотках, соединенных звездой, токи нулевой последовательности могут возникать только при наличии нулевого провода (рис. 16-2, a), так как $\dot I_{a0}$, $\dot I_{b0}$, $\dot I_{c0}$ равны по значению и по фазе, в каждый момент времени направлены во всех фазах одинаково и поэтому цепь этих токов может замыкаться только через нулевой провод. В нулевом проводе протекает ток

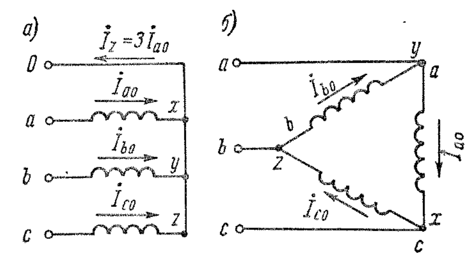


Рис. 16-2. Токи нулевой последовательности в обмотках, соединенных в звезду с нулевым проводом (a) и в треугольник ($б$)

$$\dot I_z = \dot I_a + \dot I_b + \dot I_c = 3 \dot I_{a0}. \tag{16-7}$$

Роль нулевого провода может играть также земля, если нулевая точка трансформатора заземлена.

В обмотках, соединенных треугольником (рис. 16-2, *б*), токи $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}$ составляют ток, циркулирующий по замкнутому контуру. Линейные токи, которые представляют собой разности токов смежных фаз, в данном случае не содержат токов нулевой последовательности. В этом можно убедиться, вычисляя, например, $\dot{I}_a - \dot{I}_b$ по соотношениям (16-4). Поэтому токи нулевой последовательности в обмотке, соединенной треугольником, могут возникать только в результате индуктирования их другой обмоткой трансформатора.

Токи нулевой последовательности создают во всех фазах потоки нулевой последовательности $\Phi_{0п}$, которые во времени совпадают по фазе. В этом отношении они аналогичны третьим гармоникам потока трехфазных трансформаторов, возникающим вследствие насыщения магнитной цепи (см. § 13-1), и проходят в магнитопроводах таким же образом (см. рис. 13-6). В трансформаторах броневой и бронестержневой конструкции, а также в трехфазной группе однофазных трансформаторов $\Phi_{0п}$ замыкаются по замкнутым стальным магнитопроводам (см. рис. 13-6, *а* и *б*). Поэтому в данном случае магнитное сопротивление для потоков $\Phi_{0п}$ мало и уже небольшие токи $\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0}$ способны создавать большие потоки $\Phi_{0п}$. Действительно, если ток $\dot{I}_{a0}$ равен току холостого хода трансформатора, то поток $\Phi_{0п}$ равен нормальному рабочему потоку трансформатора. В трехстержневом трансформаторе потоки нулевой последовательности направлены в каждый момент времени во всех стержнях одинаково и поэтому замыкаются от одного ярма к другому через масло и бак трансформатора (см. рис. 13-6, *в*). В этом случае магнитное сопротивление для $\Phi_{0п}$ относительно велико, а в стенках бака индуктируются вихревые токи и возникают потери.

Из сказанного следует, что токи и потоки нулевой последовательности в трансформаторах различной конструкции и с различными соединениями обмоток проявляются и действуют аналогично третьим гармоникам намагничивающего тока и потока. Разница заключается лишь в том, что первые изменяются с основной, а вторые — с трехкратной частотой.

Схемы замещения и сопротивления трансформатора для токов нулевой последовательности. Потоки, создаваемые токами нулевой последовательности, индуктируют в первичной и вторичной обмотках э. д. с. само- и взаимной индукции, которым соответствуют собственные и взаимные индуктивные сопротивления обмоток. Если привести обмотки к одинаковому числу витков, то для токов нулевой последовательности можно составить подобную же Т-образную схему замещения (рис. 16-3), как и для токов прямой последовательности. Параметры отдельных элементов схемы замещения при этом зависят от устройства магнитной цепи и обмоток

трансформатора, но не зависят от схемы соединения обмоток. От нее зависит лишь вид схем замещения относительно выходных зажимов и сопротивление нулевой последовательности в целом.

В трансформаторе с соединением обмоток Y_0/Y_0 токи нулевой последовательности могут существовать как в самих первичной и вторичной обмотках, так и во внешних первичной и вторичной цепях трансформатора. Поэтому в данном случае схема замещения

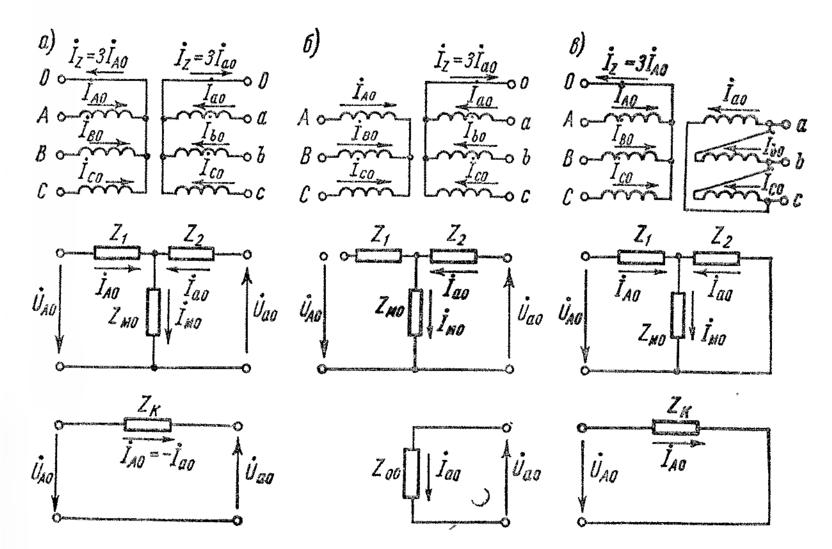


Рис. 16-3. Схемы замещения трансформатора для токов нулевой последовательности

нулевой последовательности (рис. 16-3, *а*) по своему виду ничем не отличается от схемы замещения прямой последовательности. В случае соединения обмоток по схеме Y/Y_0 токи нулевой последовательности в обмотке без нулевого провода существовать не могут, и поэтому схема замещения нулевой последовательности со стороны этой обмотки разомкнута (рис. 16-3, *б*). Однако на зажимах обмотки без нулевого провода существует фазное напряжение нулевой последовательности $\dot{U}_{A0}$, индуктируемое током нулевой последовательности обмотки Y_0. У трансформатора с соединением обмоток Y_0/Δ токи нулевой последовательности также могут существовать в обеих обмотках, но обмотка, соединенная треугольником, замкнута относительно этих токов накоротко и токи нулевой последовательности в ее внешней цепи существовать не могут. Поэтому в данном случае зажимы схемы замещения нулевой последовательности (рис. 16-3, *в*) со стороны обмотки Δ замкнуты накоротко.

Сопротивления

$$Z_1 = r_1 + jx_1; \quad Z_2 = z_2 + jx_2$$

схем замещения рис. 16-3 содержат активные сопротивления r_1, r_2 и индуктивные сопротивления рассеяния x_1, x_2, которые практически не отличаются от значений этих сопротивлений для токов прямой и обратной последовательности.

Сопротивление намагничивающей цепи $Z_{м0}$ в броневых, бронестержневых и групповых трансформаторах также практически не отличается от сопротивления намагничивающей цепи $Z_м$ для токов прямой последовательности, так как в этих случаях потоки нулевой последовательности также замыкаются по замкнутым стальным магнитопроводам. Если токи нулевой последовательности протекают в обеих обмотках, то в этом случае намагничивающий ток составляет небольшую долю полного тока нулевой последовательности. Поэтому им можно пренебречь, и тогда получим упрощенные схемы замещения, изображенные в нижней части рис. 16-3, *а* и *в*. При этом $Z_к = Z_1 + Z_2$. У трехстержневого трансформатора $Z_{м0}$ в десятки и сотни раз меньше $Z_м$, так как поток нулевой последовательности замыкается по воздуху. В этом случае обычно $Z_{м0} \approx \approx (7 \div 15)\, Z_к$ и без большой погрешности также можно пользоваться упрощенными схемами замещения рис. 16-3, *а* и *в*.

Э. д. с. E_{a0}, индуктируемая основным потоком нулевой последовательности, равна с обратным знаком напряжению на зажимах намагничивающей ветви схемы замещения:

$$\dot{E}_{a0} = -Z_{м0}\dot{I}_{м0}. \qquad (16\text{-}8)$$

Сопротивление нулевой последовательности $Z_{0п}$ трехфазного трансформатора в целом представляет собой сопротивление трансформатора токам нулевой последовательности, измеренное со стороны одной обмотки, когда все выходные зажимы второй обмотки замкнуты накоротко. Для схемы рис. 16-3, *а* при этом получаются два значения сопротивления нулевой последовательности, которые практически равны (имеется в виду, что обмотки приведены к одинаковому числу витков). Для броневых и бронестержневых и групповых трансформаторов $Z_{м0} \gg Z_1 \approx Z_2$, и поэтому

$$Z_{0п} \approx Z_1 + Z_2 = Z_к. \qquad (16\text{-}9)$$

Однако и для стержневых трансформаторов соотношение (16-9) справедливо с достаточной для практических расчетов точностью. Таким образом, в этих случаях $Z_{0п}$ мало.

Для схемы рис. 16-3, *б* определение $Z_{0п}$ со стороны обмотки Y не имеет смысла, так как $I_{A0} = 0$, а со стороны обмотки Y_0

$$Z_{0п} = Z_2 + Z_{м0} = Z_{00}. \qquad (16\text{-}10)$$

При этом для броневых, бронестержневых и групповых трансформаторов $Z_{м0} = Z_м$, поэтому $Z_{0п}$ велико и равно сопротивлению холостого хода для токов прямой последовательности (см. § 14-5):

$$Z_{0п} = Z_0. \qquad (16\text{-}11)$$

Для трехстержневого трансформатора в случае соединения обмоток по схеме рис. 16-3, *б* $Z_к < Z_{0п} < Z_0$.

Для рис. 16-3, *в* определение $Z_{0п}$ со стороны обмотки Δ также не имеет смысла, так как в линейных токах составляющей нулевой последовательности не содержится, а со стороны обмотки Y_0

$$Z_{0п} = Z_1 + \frac{Z_2 Z_{м0}}{Z_2 + Z_{м0}} \qquad (16\text{-}12)$$

или

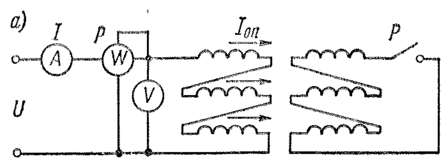
$$Z_{0п} \approx Z_1 + Z_2 = Z_к. \qquad (16\text{-}13)$$

Таким образом, для различных трансформаторов $Z_{0п}$ изменяется в пределах от сопротивления короткого замыкания $Z_к$ до сопротивления холостого хода Z_0.

При экспериментальном определении $Z_{0п}$ в обмотке необходимо создать токи

$$\dot{I}_a = \dot{I}_b = \dot{I}_c = \dot{I}_{0п}. \qquad (16\text{-}14)$$

Для этого три фазы обмотки можно соединить последовательно (рис. 16-4, *а*) или параллельно (рис. 16-4, *б*). Первый случай соответствует включению источника напряжения в рассечку треугольника, а второй — его включению в нулевой провод, когда обмотка соединена в звезду. Схема соединений вторичной обмотки может иметь также два варианта. Последовательное соединение фаз (рис. 16-4, *а*) более предпочтительно, так как соблюдение равенства (16-14) при этом обеспечено при всех условиях. Рубильник *P* на схемах рис. 16-4 должен быть замкнут в случае, когда во вторичной обмотке возможно существование токов нулевой последовательности (соединение Δ или Y_0 с незначительным сопротивлением нулевого провода), и разомкнут при соединении Y.



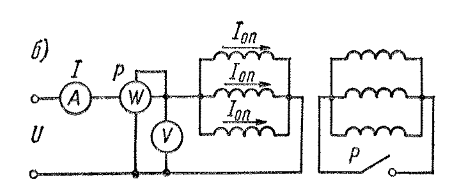


Рис. 16-4. Схемы опытного определения сопротивлений нулевой последовательности

При схеме соединений рис. 16-4, *а*

$$z_{0п}=\frac{U}{3I};\quad r_{0п}=\frac{P}{3I^2};\quad x_{0п}=\sqrt{z_{0п}^2-r_{0п}^2}, \qquad (16\text{-}15)$$

а при схеме соединений рис. 16-4, *б*

$$z_{0п}=3U/I;\quad r_{0п}=3P/I^2;\quad x_{0п}=\sqrt{z_{0п}^2-r_{0п}^2}. \qquad (16\text{-}16)$$

В мощных трансформаторах обычно $r_{0п}\ll x_{0п}$ и $z_{0п}\approx x_{0п}$.

§ 16-2. Физические условия работы трансформаторов при несимметричной нагрузке

Несимметричная нагрузка при отсутствии токов нулевой последовательности. Токи нулевой последовательности отсутствуют в случае, когда сеть не имеет нулевого провода или когда этот провод не нагружен током. Так как токи прямой и обратной последовательности во всех случаях одинаковым образом трансформируются из одной обмотки в другую и сопротивления трансформатора для этих токов одинаковы, то их действие можно учитывать совместно. Поэтому при отсутствии токов нулевой последовательности необходимость разложения токов и напряжений на симметричные составляющие отпадает.

Если $w_1=w_2$ и намагничивающий ток принять равным нулю, то первичные и вторичные токи прямой последовательности в каждой фазе равны по значению и обратны по знаку. Это же справедливо и для токов обратной последовательности, а значит, и для суммы токов прямой и обратной последовательности. Поэтому при принятых предположениях в рассматриваемом случае полные токи фаз

$$\dot I_A=-\dot I_a;\quad \dot I_B=-\dot I_b;\quad \dot I_C=-\dot I_c. \qquad (16\text{-}17)$$

Если учитывать также намагничивающие токи, то равенства (16-17) действительны для нагрузочных составляющих токов.

Из сказанного следует, что н. с. и токи первичных и вторичных обмоток уравновешиваются в каждой фазе и на каждом магнитопроводе по отдельности. Поэтому влияние одних фаз на другие отсутствует и каждую фазу можно рассматривать отдельно, причем для каждой фазы действительны схемы замещения вида рис. 14-5 и 14-6 с одинаковыми параметрами, которые можно использовать для расчета соотношений между напряжениями, токами и другими величинами каждой фазы. Связи же между отдельными фазами трансформатора необходимо рассматривать только для установления соотношений между линейными и фазными величинами в зависимости от вида схем соединений обмоток.

При несимметричной нагрузке падения напряжения ΔU в отдельных фазах трансформатора различны. Но если токи отдельных фаз не превышают номинальных значений, то при $I_{0п}=0$ величины ΔU относительно малы, так как сопротивление $Z_п$ трансформатора относительно мало. Отсюда можно сделать вывод, что несимметричная нагрузка трансформатора при $I_{0п}=0$ не вызывает значительного искажения симметрии фазных и линейных напряжений. Поэтому при $I_{0п}=0$ больших осложнений в работе трансформатора не возникает. Отметим, что, согласно ГОСТ 3484—65, трехфазная

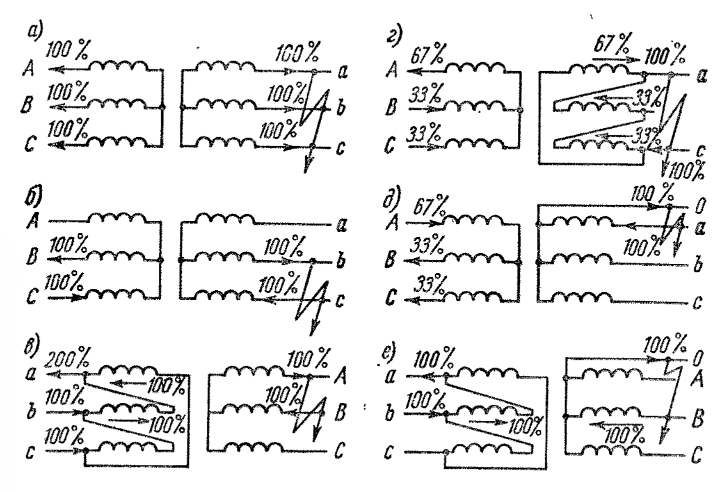


Рис. 16-5. Токораспределение в обмотках трансформаторов с различными схемами соединений обмоток при различных видах коротких замыканий

система напряжений или токов считается практически симметричной, если составляющая обратной последовательности равна не более 5% составляющей прямой последовательности.

На рис. 16-5, *а*, *б*, *в* и *г* показано распределение токов в фазах трансформатора и линейных проводах в случае коротких замыканий между вторичными линейными зажимами трансформатора. Указанное распределение токов действительно также при различных характерах нагрузки, когда $I_{0п}=0$. Рис. 16-5, *а* соответствует симметричной нагрузке.

Несимметричная нагрузка при наличии токов нулевой последовательности. Токи нулевой последовательности возникают обычно тогда, когда вторичная обмотка соединена в звезду с нулевым проводом и между нулевым и линейным проводами включаются однофазные потребители, а также при однофазном коротком замыкании на вторичной стороне такого трансформатора.

Ниже будем предполагать, что система первичных напряжений трансформатора остается симметричной.

Необходимо различать два случая: 1) токи нулевой последовательности возникают в обеих обмотках трансформатора и 2) они возникают только в одной обмотке.

В первом случае (трансформаторы с соединением обмоток Y_0/Y_0 и Δ/Y_0) намагничивающим током нулевой последовательности можно пренебречь, так как он будет составлять небольшую долю полного тока нулевой последовательности, и

$$\dot{I}_{A0}=\dot{I}_{B0}=\dot{I}_{C0}=-\dot{I}_{a0}=-\dot{I}_{b0}=-\dot{I}_{c0}. \qquad (16\text{-}18)$$

Поэтому н. с. токов нулевой последовательности взаимно уравновешиваются в каждой фазе трансформатора, сопротивление нулевой последовательности $Z_{0п}=Z_к$ и для этого случая применима упрощенная схема замещения (рис. 16-3, *а* и *в* снизу). Поскольку вследствие этого токи всех последовательностей трансформируются одинаковым образом из одной обмотки в другую и для них существуют одинаковые схемы замещения с одинаковыми параметрами, то в данном случае также, вообще говоря, нет надобности раскладывать полные токи и напряжения фаз на симметричные составляющие. Нулевые составляющие вторичного напряжения U_{a0} в данном случае возникают только за счет относительно небольших падений напряжения $Z_к\dot{I}_{A0}$. Поэтому в трансформаторах с соединением обмоток Δ/Y_0 при несимметричной нагрузке система трехфазных напряжений искажается относительно слабо.

Во втором случае (трансформаторы с соединением обмоток Y/Y_0) токи нулевой последовательности $\dot{I}_{a0}$ протекают только во вторичной обмотке и являются чисто намагничивающими, так как они не уравновешены токами $\dot{I}_{A0}$ в первичной обмотке. Э. д. с. нулевой последовательности

$$\dot{E}_{0п}=-Z_{м0}\dot{I}_{a0}$$

поэтому могут достичь больших значений. Например, для группового трансформатора, у которого $Z_{м0}=Z_м$, уже при $I_{a0}=I_0\approx$ $\approx(0{,}02\div0{,}05)\,I_н$ э. д. с. $E_{0п}\approx U_н$. В результате система фазных э. д. с. и напряжений сильно искажается, в чем можно убедиться из нижеследующего.

Пусть первичная обмотка (Y) трансформатора с соединением обмоток Y/Y_0 приключена к сети, линейные напряжения которой U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} симметричны и являются поэтому напряжениями прямой последовательности. Векторная диаграмма первичных линейных и фазных напряжений на холостом ходу при этом имеет вид, показанный на рис. 16-6, *а*. Фазные э. д. с. $\dot{E}_{A1}\approx-\dot{U}_{A1}$, $\dot{E}_{B1}\approx-\dot{U}_{B1}$, $\dot{E}_{C1}\approx-\dot{U}_{C1}$ также представляют собой симмет-

ричную систему прямой последовательности. Векторная диаграмма системы вторичных напряжений на холостом ходу будет иметь совершенно такой же вид.

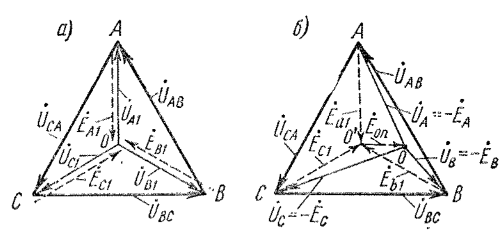


Рис. 16-6. Искажение системы фазных напряжений в трансформаторе с соединением обмоток Y/Y_0 при наличии токов нулевой последовательности

Пусть теперь вторичная обмотка (Y_0) нагружена несимметрично, с содержанием токов всех последовательностей. Вторичные токи прямой и обратной последовательности, трансформирующиеся на первичную обмотку, магнитно уравновешены и вызывают только относительно малые падения напряжения. Однако не уравновешенные со стороны первичной обмотки вторичные токи нулевой последовательности индуктируют в обеих обмотках э. д. с. $\dot{E}_{0п}$, которые складываются с э. д. с. прямой последовательности, в результате чего полные фазные э. д. с. будут

$$\dot{E}_A=\dot{E}_{A1}+\dot{E}_{0п};\quad \dot{E}_B=\dot{E}_{B1}+\dot{E}_{0п};\quad \dot{E}_C=\dot{E}_{C1}+\dot{E}_{0п}.$$

Система первичных фазных напряжений при пренебрежении падениями напряжений определяется векторами

$$\dot{U}_A\approx-\dot{E}_A;\quad U_B\approx-\dot{E}_B;\quad \dot{U}_C\approx-E_C$$

и будет при этом сильно искажена, а нулевая точка на диаграмме сместится на величину $\dot{E}_{0п}$ и не будет совпадать с центром тяжести треугольника линейных напряжений (рис. 16-6, *б*). Диаграмма вторичных напряжений будет иметь аналогичный вид. Направление векторов $\dot{E}_{0п}$ зависит от фазы токов $\dot{I}_{0a}$ и определяется условиями нагрузки. На значение линейных напряжений напряжения нулевой последовательности не влияют, так как в разностях $\dot{U}_{ab}=\dot{U}_a-$ $-\dot{U}_b$ и т. д. нулевые составляющие исчезают.

Таким образом, в трансформаторе с соединением обмоток Y/Y_0 токи нулевой последовательности могут вызвать сильные искажения значений фазных напряжений, что неприемлемо и опасно для однофазных потребителей.

В групповых, броневых и бронестержневых трансформаторах с соединением обмоток Y/Y_0 сильное искажение системы фазных напряжений возникает уже при незначительных по значению токах нулевой последовательности. Поэтому соединение Y/Y_0 в этих трансформаторах обычно не применяется, а если все же в отдельных случаях по каким-либо причинам обе обмотки желательно

соединить в звезду, то на каждой фазе выполняется еще третья, или так называемая третичная, обмотка, которая соединяется в треугольник. Если эта обмотка предназначена только для уравновешивания токов нулевой последовательности, то концы ее наружу не выводятся. Если же она рассчитана также для нагрузки и ее концы выводятся наружу, то получается трехобмоточный трансформатор (см. § 18-1). Отметим, что наличие нулевого провода или заземления с обеих сторон трансформатора с соединением обмоток Y_0/Y_0 не дает гарантии уравновешивания токов нулевой последовательности, так как сопротивление первичного контура для этих токов может оказаться большим.

У трехстержневых трансформаторов с соединением обмоток Y/Y_0 искажение системы фазных напряжений при наличии токов нулевой последовательности меньше, так как $Z_{м0} < Z_м$. В СССР такие трансформаторы строятся мощностью до 6000 кВ·А. При этом, согласно ГОСТ 11677—75, требуется, чтобы ток в нулевом проводе не превышал 25% номинального тока. Тогда ток нулевой последовательности не будет превосходить 25 : 3 = 8,3% номинального тока.

Отметим, что трансформаторы с соединением обмоток «звезда — зигзаг с нулевым выводом» хорошо переносят нагрузки с содержанием токов нулевой последовательности, так как эти токи уравновешиваются во вторичных обмотках на каждом магнитопроводе, поскольку на каждом магнитопроводе имеются две половины фаз вторичной обмотки, которые обтекаются токами нулевой последовательности в противоположных направлениях (см. рис. 12-22).

Распределение токов по фазам первичной и вторичной обмоток трансформаторов с соединением Y/Y_0 и Δ/Y_0 при однофазных коротких замыканиях и однофазных нагрузках представлено на рис. 16-5, *д* и *е*.

Глава семнадцатая

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

§ 17-1. Включение трансформатора под напряжение

Переходные процессы в трансформаторах и электрических машинах возникают при резком изменении режима их работы (подключение к сети, изменение нагрузки, короткое замыкание и т. д.). В данной главе рассматриваются наиболее характерные переходные процессы в трансформаторах.

Рассмотрим включение однофазного трансформатора в сеть с синусоидальным напряжением $u_1 = U_{1m}\sin(\omega t + \psi)$ на холостом ходу, когда вторичная обмотка разомкнута (рис. 17-1).

Ненасыщенный трансформатор. Допустим сначала, что магнитопровод трансформатора совершенно не насыщен и поэтому индуктивность обмотки $L_{11} = \text{const}$. Тогда возникающий при включении переходный процесс описывается уравнением

$$U_{1m}\sin(\omega t + \psi) = r_1 i_1 + L_{11}\frac{di_1}{dt}. \quad (17\text{-}1)$$

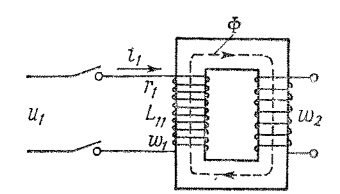


Рис. 17-1. Схема включения трансформатора под напряжение на холостом ходу

Как известно из курса теоретических основ электротехники, при переходном процессе ток i_1 можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$i_1 = i_1' + i_1'', \quad (17\text{-}2)$$

из которых первая

$$i_1' = I_{1m}\sin(\omega t + \psi - \varphi_0), \quad (17\text{-}3)$$

где

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_1^2 + \omega^2 L_{11}^2}}; \quad \varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_{11}}{r_1}, \quad (17\text{-}4)$$

представляет собой установившийся, или вынужденный, синусоидальный ток, обусловленный действием приложенного напряжения u_1, а вторая составляющая

$$i_1'' = -I_{1m}\sin(\psi - \varphi_0)\,e^{-t/T_1} \quad (17\text{-}5)$$

— так называемый свободный ток апериодического характера, не поддерживаемый внешним источником э. д. с. и затухающий поэтому до нуля с постоянной времени

$$T_1 = L_{11}/r_1.$$

В справедливости приведенного решения можно убедиться, подставив значение i_1 согласно выражениям (17-2)—(17-5) в (17-1). При этом i_1' удовлетворяет уравнению (17-1), а i_1'' — уравнению

$$0 = r_1 i_1 + L_{11}\frac{di_1}{dt}.$$

Очевидно, что при $t = 0$ также $i_1 = i_1' + i_1'' = 0$. Таким образом, начальное значение свободного тока всегда равно по величине и обратно по знаку начальному значению установившегося тока. Если включение происходит с такой начальной фазой напряжения ψ, что $\psi - \varphi_0 = 0$, то $i_1'' = 0$ и в цепи сразу возникает установившийся

вившийся режим (рис. 17-2, *а*). Если же $\psi - \varphi_0 = \pm\pi/2$, то i_1'' достигает максимально возможного значения, равного при $t = 0$ амплитуде переменного тока I_{1m} (рис. 17-2, *б*, на котором $\psi - \varphi_0 = -\pi/2$). Максимальное мгновенное значение тока наступает примерно через полпериода после включения, и при достаточно большом T_1 будет $i_{1\text{макс}} \approx 2I_{1m}$.

Из изложенного следует, что свободный ток возникает тогда, когда установившийся, или вынужденный, ток в момент включения $t = 0$ не проходит через нуль и имеет некоторое конечное значение i_{10}'. При этом начальное значение свободного тока $i_{10}'' = -i_{10}'$, так что полный ток при $t = 0$ равен нулю в соответствии с начальными условиями включения.

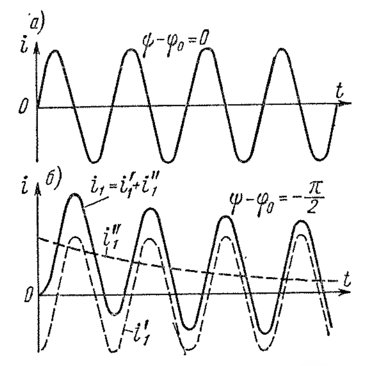


Рис. 17-2. Ток включения в ненасыщенном трансформаторе

Рассмотренный простейший переходный процесс индуктивной цепи переменного тока в своей основе характерен и для более сложных случаев. При всех нарушениях режима цепи и наступлении в связи с этим переходного процесса возникает свободный апериодический ток, затухающий вследствие рассеяния энергии в активных сопротивлениях. Начальное значение апериодического тока при этом равно разности мгновенных значений установившихся токов начального (предыдущего) и нового (последующего) режимов в момент приложения толчкообразного импульса (например, напряжения), изменяющего режим. Свободный ток представляет собой, таким образом, результат реакции инерционной, обладающей индуктивностью цепи на импульс, стремящийся изменить ее режим. Этот свободный ток «сглаживает» переход к новому режиму, не допуская мгновенных конечных по значению изменений тока, которые в инерционной цепи невозможны. Примеры, иллюстрирующие высказанные положения, можно найти в данной главе и в последующих разделах книги.

Насыщенный трансформатор. В реальном трансформаторе необходимо считаться с заметным насыщением магнитопровода. Поэтому $L_{11} \neq \text{const}$ и вместо последнего члена уравнения (17-1) необходимо написать

$$\frac{d(L_{11}i_1)}{dt},$$

причем

$$L_{11}i_1 = \Psi = w_1\Phi \tag{17-6}$$

представляет собой потокосцепление обмотки.

В данном случае вместо переменной i_1 целесообразно ввести в рассмотрение переменную Φ. Согласно выражению (17-6),

$$i_1 = \frac{w_1\Phi}{L_{11}}; \quad \frac{d(L_{11}i_1)}{dt} = w_1\frac{d\Phi}{dt},$$

и поэтому вместо (17-1) получим

$$\frac{U_{1m}}{w_1}\sin(\omega t + \psi) = \frac{r_1}{L_{11}}\Phi + \frac{d\Phi}{dt}. \tag{17-7}$$

Интегрирование этого уравнения весьма затрудняется тем, что здесь $L_{11} \neq \text{const}$ и определяется сложной нелинейной связью $i_1 = f(\Phi)$, выражаемой магнитной характеристикой трансформатора. Однако первый член правой части уравнения (17-7) мал, ввиду малости r_1, по сравнению со вторым членом этого уравнения, так же как падение напряжения r_1i_1 мало по сравнению с э. д. с. $-\frac{d}{dt}\left(L_{11}i_1\right)$. Поэтому при интегрировании (17-7) можно приближенно принять L_{11} постоянным.

При этих условиях решение уравнения (17-7) можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$\Phi = \Phi' + \Phi'', \tag{17-8}$$

где Φ' — мгновенное значение потока для установившегося режима и Φ'' — мгновенное значение свободного потока.

Частное решение уравнения (17-7) представляет собой поток

$$\Phi' = \Phi_m \sin(\omega t + \psi - \varphi), \tag{17-9}$$

где

$$\Phi_m = \frac{L_{11}U_{1m}}{w_1\sqrt{r_1^2 + \omega^2L_{11}^2}}; \tag{17-10}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega L_{11}}{r_1} \approx \frac{\pi}{2}. \tag{17-11}$$

Поток Φ'' определяется решением уравнения

$$0 = \frac{r_1}{L_{11}}\Phi'' + \frac{d\Phi''}{dt}$$

и равен

$$\Phi'' = Ce^{-r_1t/L_{11}}, \tag{17-12}$$

где C — постоянная интегрирования, определяемая начальными условиями.

В момент включения магнитопровод может иметь некоторый поток $\pm\Phi_{\text{ост}}$ остаточного намагничивания. Поэтому, принимая в дальнейшем $\varphi = \pi/2$, на основании формул (17-8), (17-9) и (17-12)

для момента времени $t=0$ получим

$$[\Phi]_{t=0}=[\Phi'+\Phi'']_{t=0}=-\Phi_m\cos\psi+C=\pm\Phi_{ост},$$

откуда $C=\Phi_m\cos\psi\pm\Phi_{ост}$ и, следовательно,

$$\Phi''=(\Phi_m\cos\psi\pm\Phi_{ост})\,e^{-r_1t/L_{11}}. \quad (17\text{-}13)$$

Таким образом, на основании формул (17-8), (17-9) и (17-13)

$$\Phi=-\Phi_m\cos(\omega t+\varphi)+(\Phi_m\cos\psi\pm\Phi_{ост})\,e^{-r_1t/L_{11}}. \quad (17\text{-}14)$$

Наиболее благоприятен случай включения, когда $\psi=\pm\pi/2$ (напряжение в момент включения переходит через максимум) и $\Phi_{ост}=0$. Тогда

$$\Phi=-\Phi_m\cos(\omega t\pm\pi/2)=\pm\Phi_m\sin\omega t, \quad (17\text{-}15)$$

т. е. сразу устанавливается нормальный режим с синусоидально изменяющимся потоком и переходный режим отсутствует.

Наименее благоприятен случай, когда $\psi=0$ или $180°$ (напряжение в момент включения переходит через нуль) и в выражении (17-14) следует использовать знак плюс, т. е. когда поток $\Phi_{ост}$ в момент $t=0$ направлен встречно потоку Φ'. Рассмотрим случай $\psi=0$. При этом, согласно (17-14),

$$\Phi=-\Phi_m\cos\omega t+(\Phi_m+\Phi_{ост})\,e^{-r_1t/L_{11}}. \quad (17\text{-}16)$$

Вид кривой $\Phi=f(t)$ для данного случая показан на рис. 17-3. Максимальное значение Φ достигается примерно через полпериода после включения, т. е. при $\omega t\approx\pi$. При этом

$$e^{-\frac{r_1t}{L_{11}}}=e^{-\frac{r_1\pi}{\omega L_{11}}}\approx 1, \quad (17\text{-}17)$$

так как обычно $r_1\ll\omega L_{11}$. Поэтому на основании (17-16)

$$\Phi_{макс}\approx 2\Phi_m+\Phi_{ост}. \quad (17\text{-}18)$$

Таким образом, $\Phi_{макс}$ более чем в два раза превышает нормальное значение рабочего потока, и, следовательно, магнитопровод чрезвычайно сильно насыщается. Это в свою очередь приводит к возникновению весьма больших намагничивающих токов.

Если магнитная характеристика трансформатора $\Phi=f(i)$ (правый верхний квадрант рис. 17-4) и кривая $\Phi=f(t)$ изменения потока согласно выражению (17-16) (левая часть рис. 17-4) известны, то можно построить кривую изменения тока включения $i=f(t)$ (нижняя часть рис. 17-4).

Хотя выше рассматривалось включение однофазного трансформатора, для трехфазного трансформатора явления носят подобный

же характер, причем вероятность возникновения неблагоприятных условий включения возрастает. Следует отметить, что затухание свободного тока вызывается рассеянием или поглощением энергии магнитного поля свободного потока не только в активном сопротивлении обмотки, но и в стали магнитопровода вследствие потерь на вихревые токи. Это приводит к уменьшению постоянной времени затухания этого тока.

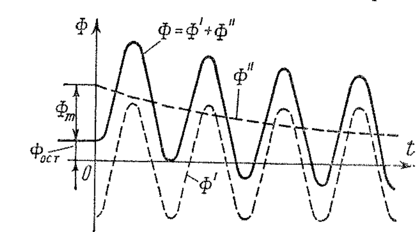


Рис. 17-3. Изменение магнитного потока $\Phi=f(t)$ при неблагоприятном моменте включения трансформатора под напряжение

На рис. 17-5 представлена осциллограмма тока включения трансформатора средней мощности с умеренным насыщением. Во многих случаях максимальные толчки тока включения могут превышать в 100—150 раз амплитуду установившегося тока холостого хода и соответственно в несколько раз амплитуду номинального тока. Такие толчки тока включения вызывают осложнения при конструировании и на-

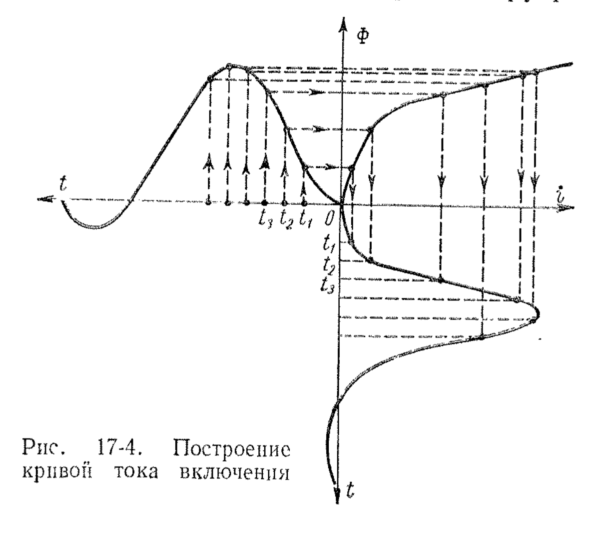


Рис. 17-4. Построение кривой тока включения

стройке защитных токовых реле трансформаторов, так как могут быть причиной ложных срабатываний этих реле при включении трансформатора на холостом ходу. В то же время при отсутствии насыщения максимальный толчок тока включения, как это было установлено выше, мог бы превышать амплитуду установившегося тока холостого хода только в два раза.

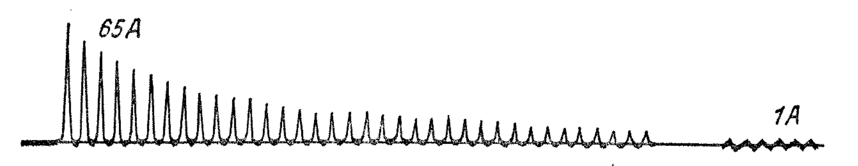
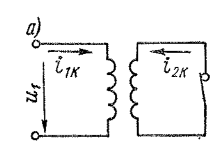


Рис. 17-5. Осциллограмма тока включения трансформатора

§ 17-2. Внезапное короткое замыкание трансформатора

Токи короткого замыкания. В § 14-5 был рассмотрен режим установившегося короткого замыкания на вторичных зажимах трансформатора. В условиях эксплуатации короткое замыкание обычно возникает внезапно в результате различных неисправностей в электрических сетях (электрический пробой или механическое повреждение изоляции, ошибочные действия персонала и т. д.). При этом в трансформаторе возникает резкий переходный процесс, сопровождаемый большими токами, которые могут вызвать опасность повреждения трансформатора. Рассмотрим процесс внезапного короткого замыкания на вторичных зажимах однофазного трансформатора (рис. 17-6, *а*), полагая при этом, что действующее значение первичного напряжения U_1 остается неизменным. Особенности этого процесса характерны и для случая короткого замыкания на вторичных зажимах трехфазного трансформатора.



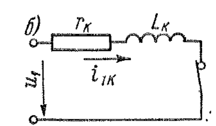


Рис. 17-6. Схема короткого замыкания трансформатора

При установившемся коротком замыкании намагничивающий ток весьма мал по сравнению с полным током обмотки (см. § 14-5). Это же верно и для случая внезапного короткого замыкания. Кроме того, вследствие большого значения тока короткого замыкания падение напряжения в активном сопротивлении r_1 и индуктивном сопротивлении рассеяния x_1 первичной обмотки велико. Действительно, обычно $z_1 \approx z_2'$, и, согласно схеме рис. 14-6, при коротком замыкании $I_1 z_1 \approx 0{,}5\,E_1$. Поэтому э. д. с. E_1 и поток магнитопровода Φ почти в два раза меньше своих нормальных значений и магнитопровод трансформатора не насыщен. По этим причинам при внезапном коротком замыкании также можно пренебречь намагничивающим током и положить в основу расчета упрощенную схему замещения трансформатора (рис. 17-6, *б*). Параметры этой схемы

$$r_к = r_1 + r_2'; \quad L_к = x_к/\omega = (x_1 + x_2')/\omega$$

можно считать постоянными.

Согласно схеме рис. 17-6, *б*, процесс внезапного короткого замыкания на вторичных зажимах трансформатора описывается дифференциальным уравнением

$$U_{1m}\sin(\omega t + \psi) = r_к i_{1к} + L_к \frac{di_{1к}}{dt}. \quad (17\text{-}19)$$

Это уравнение совершенно аналогично уравнению (17-1), что вполне естественно, так как оба эти уравнения, в сущности, соответствуют случаю включения реактивной катушки с постоянными параметрами на синусоидальное напряжение. В рассматриваемом случае ток короткого замыкания $i_{1к}$ также состоит из двух составляющих: установившегося тока $i'_{1к}$ и свободного тока $i''_{1к}$, т. е.

$$i_{1к} = i'_{1к} + i''_{1к}. \quad (17\text{-}20)$$

При этом в соответствии с соотношениями (17-3) и (17-4) установившийся ток

$$i'_{1к} = I_{1кm}\sin(\omega t + \psi - \varphi_к); \quad (17\text{-}21)$$

$$I_{1кm} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_к^2 + x_к^2}}; \quad \varphi_к = \operatorname{arctg}\frac{x_к}{r_к}. \quad (17\text{-}22)$$

Свободный ток $i''_{1к}$ определяется решением уравнения

$$0 = r_к i''_{1к} + L_к \frac{di''_{к}}{dt},$$

из которого находим

$$i''_{1к} = i''_{1к0} e^{-r_к t/L_к}, \quad (17\text{-}23)$$

где $i''_{1к0}$ — значение свободного тока при $t = 0$.

В общем случае, когда перед коротким замыканием трансформатор работал под нагрузкой,

$$[i_{1к}]_{t=0} = [i'_{1к} + i''_{1к}]_{t=0} = i_{10}, \quad (17\text{-}24)$$

где

$$i_{10} = I_{1нгm}\sin(\psi - \varphi_{нг}) \quad (17\text{-}25)$$

представляет собой мгновенное значение тока нагрузки в момент короткого замыкания. Естественно, что $I_{1нгm} < I_{1кm}$.

Подставив в выражение (17-24) значения $i'_{1к}$, $i''_{1к}$ и i_{10} из (17-21), (17-23) и (17-25), найдем

$$i''_{1к0} = I_{1нгm}\sin(\psi - \varphi_{нг}) - I_{1кm}\sin(\psi - \varphi_к). \quad (17\text{-}26)$$

На основании выражений (17-20), (17-21), (17-23) и (17-26) полный ток короткого замыкания

$$i_{1к} = I_{1кm}\sin(\omega t + \psi - \varphi_к) - \\ - [I_{1кm}\sin(\psi - \varphi_к) - I_{1нгm}\sin(\psi - \varphi_{нг})]\,e^{-r_к t/L_к}. \quad (17\text{-}27)$$

Если короткое замыкание произошло на холостом ходу, то $I_{1нгm} = 0$ и вместо (17-27) имеем

$$i_{1к} = I_{1кm} \sin(\omega t + \psi - \varphi_к) - I_{1кm} \sin(\psi - \varphi_к)\, e^{-r_к t/L_к}. \quad (17\text{-}28)$$

Ток короткого замыкания имеет индуктивный характер, и $0 < \varphi_к < 90°$. Обычно нагрузка трансформатора также имеет индуктивный характер, и поэтому $0 < \varphi_{нг} < 90°$. При этих условиях, как видно из выражения (17-26), предшествующая нагрузка вызывает уменьшение свободного апериодического тока, а тем самым и уменьшение пиковых значений тока короткого замыкания. Наоборот, при емкостном характере предшествующей нагрузки $i''_{1к0}$ увеличивается. На практике емкостная нагрузка трансформаторов встречается редко, и поэтому обычно наиболее неблагоприятным является случай короткого замыкания на холостом ходу, описываемый равенством (17-28). Этот случай мы и будем иметь в виду в дальнейшем.

В зависимости от значения угла $\psi - \varphi_к$ кривая $i_{1к} = f(t)$ имеет различный вид. Характерные случаи аналогичны представленным на рис. 17-2.

При $\psi - \varphi_к = \pm\pi/2$ свободный апериодический ток и пики тока имеют наибольшие значения (см. рис. 17-2, *б*). Полагая $\psi - \varphi_к = -\pi/2$, согласно выражению (17-28), имеем

$$i_{1к} = -I_{1кm} \cos \omega t + I_{1кm} e^{-r_к t/L_к}. \quad (17\text{-}29)$$

Максимальное, или ударное, значение тока $i_{1к.уд}$ достигается приблизительно при $\omega t = \pi$ или через промежуток времени $t = \pi/\omega$ после начала короткого замыкания. При этом в соответствии с выражением (17-29)

$$i_{1к.уд} = I_{1кm}\left(1 + e^{-\pi r_к/x_к}\right). \quad (17\text{-}30)$$

Множитель в скобках этого выражения

$$k_{уд} = 1 + e^{-\pi r_к/x_к} \quad (17\text{-}31)$$

называется *ударным коэффициентом* и показывает, во сколько раз ударный ток короткого замыкания больше амплитуды установившегося тока короткого замыкания. В зависимости от значения $r_к/x_к$ этот коэффициент может изменяться в пределах $k_{уд} = 1 \div 2$. Для мощных трансформаторов $k_{уд} = 1{,}7 \div 1{,}8$, а для малых $k_{уд} = 1{,}2 \div 1{,}3$. Например, у трансформатора мощностью 1000 кВ·А напряжение короткого замыкания и его составляющие равны: $u_{к\%} = 6{,}5\%$, $u_{ка\%} = 1{,}5\%$ и $u_{кr\%} = 6{,}32\%$. При этом

$$k_{уд} = 1 + e^{-\frac{\pi r_к}{x_к}} = 1 + e^{-\frac{\pi u_{ка}}{u_{кr}}} = 1 + e^{-\frac{1{,}5\pi}{6{,}32}} = 1 + e^{-0{,}745} = 1{,}475$$

и ударный ток в

$$\frac{100}{u_{к\%}} k_{уд} = \frac{100}{6{,}5} \cdot 1{,}475 = 22{,}7$$

раза больше амплитуды номинального тока.

При внутренних коротких замыканиях в трансформаторе, когда вследствие повреждения изоляции накоротко замыкается часть витков обмотки трансформатора, кратность тока в поврежденной части обмотки еще больше, так как напряжение или э. д. с. этой части обмотки уменьшаются пропорционально числу витков в первой степени, а индуктивное сопротивление уменьшается пропорционально квадрату числа витков.

Действие токов короткого замыкания выражается в усиленном нагреве обмоток трансформатора и в возникновении значительных электромагнитных сил, действующих на обмотки.

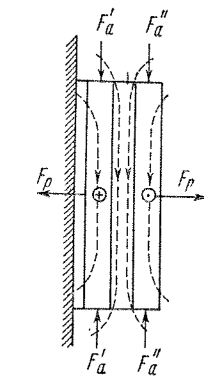


Рис. 17-7. Характер магнитного поля рассеяния и электромагнитные силы при коротком замыкании трансформатора

В современных электрических системах и сетях применяются быстродействующие релейные защиты или плавкие предохранители, и поврежденные участки сетей и поврежденное оборудование выключаются из сети в течение десятых долей секунды после начала короткого замыкания. Поэтому при внешних коротких замыканиях обмотки трансформаторов не успевают нагреваться до опасной температуры. Однако при внутренних коротких замыканиях проводники замкнутых витков обычно частично расплавляются и трансформатор сильно повреждается.

На рис. 17-7 показана картина поля рассеяния трансформатора с концентрическими обмотками при внешнем коротком замыкании.

Из рассмотрения этой картины магнитного поля следует, что на обмотки действуют электромагнитные силы двоякого рода: 1) радиальные силы $F_р$, стремящиеся сжать внутреннюю обмотку и растянуть наружную обмотку в радиальном направлении; 2) аксиальные силы $F_а$, стремящиеся сжать обмотки в аксиальном направлении. При отключении части витков (например, при регулировании напряжения) характер распределения поля рассеяния меняется, что приводит также к изменению действующих электромагнитных сил. При этом заметно возрастают аксиальные силы.

Действующие на обмотку электромагнитные силы пропорциональны квадрату тока, и при коротких замыканиях они весьма велики. В связи с этим обеспечение необходимой надежности крепления обмоток является одной из важных задач проектирования трансформаторов.

Ввиду сложного характера магнитных полей точный расчет действующих на обмотку электромагнитных сил представляет значительные трудности. Приближенные формулы для расчета этих сил приводятся в более обширных руководствах по электрическим машинам и трансформаторам и в пособиях по расчету и проектированию трансформаторов [3, 21, 23, 46].

§ 17-3. Перенапряжения в трансформаторе

Общие сведения о перенапряжениях. При работе электрических сетей в них возникают кратковременные импульсы напряжений, которые могут во много раз превышать нормальные рабочие напряжения. Такие импульсы напряжений называются перенапряжениями. Перенапряжения вызываются различными причинами: 1) коммутационными операциями (включение и выключение линий, трансформаторов и вращающихся электрических машин); 2) замыканиями на землю через электрическую дугу; 3) грозовыми разрядами непосредственно в линиях электропередачи или вблизи от них. В последнем случае высокое напряжение в проводах линии электропередачи индуктируется токами молнии. Наиболее опасными обычно являются атмосферные перенапряжения, вызываемые грозовыми разрядами. Амплитуды атмосферных перенапряжений достигают значений, измеряемых миллионами вольт.

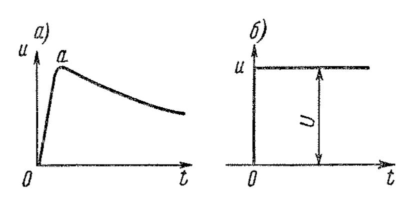


Рис. 17-8. Апериодическая (*а*) и прямоугольная (*б*) волна перенапряжения

Перенапряжения имеют характер кратковременных апериодических или периодических импульсов или волн. Возникающие на каком-либо участке сети волны перенапряжения распространяются по воздушным линиям электропередачи со скоростью, близкой к скорости света, и достигают подстанций с установленным на них оборудованием, в том числе трансформаторов. Для защиты электрических сетей и подстанций от перенапряжений устанавливаются разрядники, существенным элементом которых являются искровые промежутки. Одни полюсы искровых промежутков соединены с линией, а другие — с землей. При перенапряжениях искровой промежуток пробивается и электрический заряд волны перенапряжения отводится в землю. Однако волна перенапряжения при этом полностью не исчезает, так как величину искрового промежутка необходимо выбрать настолько большой, чтобы после отвода заряда волны перенапряжения в землю на искровом промежутке не возникла электрическая дуга под воздействием нормального рабочего напряжения сети.

Возникновению этой дуги способствует ионизация искрового промежутка под воздействием разряда волны перенапряжения. Поэтому разрядники обеспечивают снижение амплитуд волн перенапряжений до значений, которые все же в несколько раз превышают нормальное рабочее напряжение. Такие волны перенапряжений достигают трансформаторов.

Характерная форма волны перенапряжения имеет вид показанного на рис. 17-8, *а* апериодического импульса. Начальный, быстро или круто поднимающийся участок *Оа* называется фронтом волны, а спадающий участок — хвостом волны. Длительность действия волны составляет обычно десятки микросекунд, а длительность фронта волны — несколько микросекунд или даже доли микросекунды. Таким образом, волну перенапряжения можно рассматривать как первую половину некоторого периодического напряжения, имеющего весьма

большую частоту ($f = 10 \div 50$ кГц). При приближенном анализе вопроса волну с крутым фронтом (рис. 17-8, *а*) можно заменить прямоугольной волной (рис. 17-8, *б*).

Схема замещения обмоток трансформатора при перенапряжениях. Между отдельными витками и катушками обмоток, а также между ними и заземленными частями трансформатора (магнитопровод, бак и т. д.) существуют определенные емкости, которые шунтируют указанные элементы обмоток. Эти емкости столь малы, что соответствующие емкостные сопротивления

$$x_C = \frac{1}{\omega C}$$

при рабочей частоте $f = 50$ Гц весьма невелики и не оказывают какого-либо заметного влияния на работу трансформаторов. Поэтому выше, при рассмотрении нормальных и аварийных процессов, протекающих с нормальной частотой, эти емкости во внимание не принимались. Однако при действии волн перенапряжений, которые движутся и изменяются с большой скоростью или большой частотой, влияние этих емкостей имеет первостепенное значение.

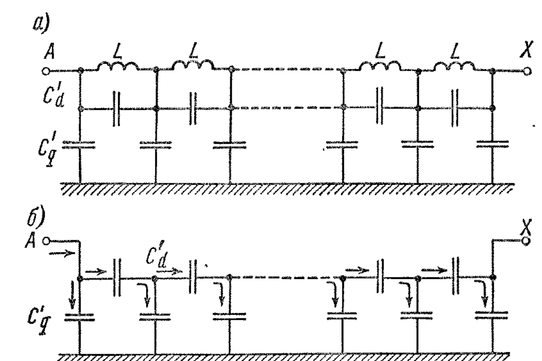


Рис. 17-9. Упрощенная схема замещения (*а*) и емкостная цепочка (*б*) обмотки трансформатора

Схема замещения трансформатора при перенапряжениях, учитывающая все виды связи (кондуктивная, индуктивная, емкостная) между отдельными элементами обмоток и между ними и землей, является чрезвычайно сложной. По этой причине точный анализ процессов, происходящих в трансформаторе при перенапряжениях, весьма труден. Поэтому мы ограничимся рассмотрением упрощенной схемы замещения обмотки трансформатора при волновых процессах (рис. 17-9, *а*), которая позволит выяснить основные, характерные особенности возникающих явлений.

На рис. 17-9, *а* индуктивности L представляют собой индуктивности элементов обмотки (витков и катушек), C'_d — емкости между этими элементами, или так называемые продольные емкости, а C'_q — емкости между указанными элементами и землей, или так называемые поперечные емкости. Активные сопротивления элементов обмотки на схеме рис. 17-9, *а* не учитываются.

Таким образом, согласно рис. 17-9, *а*, обмотка представляется в виде однородной электрической цепи, полная продольная емкость которой

$$C_d = \frac{1}{\sum \frac{1}{C'_d}}$$

и полная поперечная емкость

$$C_q = \sum C'_q.$$

Заряд входной емкости. При подходе волны перенапряжения к зажимам трансформатора напряжение на них вследствие большой крутизны фронта волны

очень быстро возрастает. Скорость этого процесса настолько велика, что ток, создаваемый электрическим зарядом волны, из-за большой индуктивности обмотки сначала проходит не по виткам обмотки, а по ее емкостной цепи (рис. 17-9, *б*). Поэтому в момент подхода волны трансформатор в целом действует как некоторая емкость $C_{вх}$, называемая входной емкостью.

Процесс заряда емкостей цепи обмотки (рис. 17-9, *б*) при подходе волны длится доли микросекунды. Этот процесс называется зарядом входной емкости, а устанавливающееся в результате его распределение потенциалов или напряжения вдоль цепи обмотки — начальным распределением напряжения. В начале этого процесса (рис. 17-10) напряжение волны на зажимах трансформатора падает до нуля, а затем волна отражается и напряжение на зажимах возрастает до двукратного значения амплитуды волны U_A.

Рис. 17-10. Подход прямоугольной волны напряжения к трансформатору (*а*) и заряд емкости (*б*)

Начальное распределение напряжения. Как видно из рис. 17-9, б, при начальном заряде обмотки токи и электрические заряды распределяются по цепочке продольных емкостей неравномерно, так как по мере продвижения от начала обмотки *А* к ее концу *X* все больше тока и зарядов ответвляется через поперечные емкости на землю. Поэтому через ближайшие к началу обмотки *А* продольные емкости проходит большой ток и они несут большие электрические заряды, а по направлению к концу обмотки *X* заряды продольных емкостей уменьшаются. В результате и падения напряжения на элементах продольных емкостей уменьшаются от начала обмотки *А* к ее концу *X*. Вследствие этого начальное распределение напряжения вдоль обмотки получается неравномерным.

Можно показать [2], что в случае заземления конца обмотки распределение напряжения относительно земли вдоль обмотки

$$u_x = U_A \frac{\operatorname{sh} \alpha x}{\operatorname{sh} \alpha} \qquad (17\text{-}32)$$

и при незаземленной обмотке

$$u_x = U_A \frac{\operatorname{ch} \alpha x}{\operatorname{ch} \alpha}, \qquad (17\text{-}33)$$

причем длина обмотки принята равной единице и

$$\alpha = \sqrt{C_q / C_d}. \qquad (17\text{-}34)$$

Начальное распределение напряжения вдоль обмотки [см. равенства (17-32) и (17-33)] для разных значений α приведено на рис. 17-11, *а* и *б*. Обычно $C_q > C_d$ и $\alpha = 5 \div 15$. Как видно из рис. 17-11, при таких значениях α распределение напряжения для заземленных и незаземленных обмоток практически одинаково. Кроме того, при $\alpha \geqslant 5$ распределение напряжения вдоль обмотки весьма неравномерно.

Крутизна кривой напряжения, или градиент напряжения, в начале обмотки ($x = 1$) по формуле (17-32)

$$\left[\frac{du_x}{dx}\right]_{x=1} = \alpha U_A \frac{\operatorname{ch} \alpha}{\operatorname{sh} \alpha} = \alpha U_A \operatorname{cth} \alpha$$

и по формуле (17-33)

$$\left[\frac{du_x}{dx}\right]_{x=1} = \alpha U_a \frac{\operatorname{sh} \alpha}{\operatorname{ch} \alpha} = \alpha U_A \operatorname{th} \alpha.$$

При $\alpha \geqslant 3$ с большой точностью $\operatorname{th} \alpha = \operatorname{ctg} \alpha = 1$. Поэтому в обоих случаях

$$\left[\frac{du_x}{dx}\right]_{x=1} = \alpha U_A.$$

При равномерном распределении напряжения ($\alpha = 0$) при заземленной нейтрали

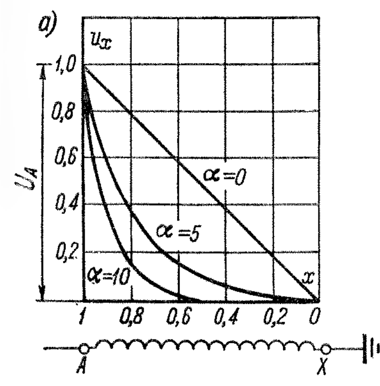
$$u_x = x U_A \quad \text{и} \quad \frac{du_x}{dx} = U_A,$$

а при изолированной нейтрали

$$u_x = U_A \quad \text{и} \quad \frac{du_x}{dx} = 0$$

(см. рис. 17-11).

При неравномерном начальном распределении напряжение на первой катушке, например, при $\alpha = 10$ в 10 раз больше, чем при равномерном распределении. Это вызывает необходимость усиления междувитковой и междукатушечной изоляции в начале обмотки.



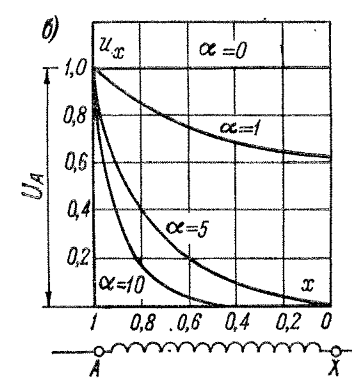


Рис. 17-11. Начальное распределение напряжения при заземленной (*а*) и незаземленной (*б*) нейтрали

Высокочастотные электромагнитные колебания. Как было указано выше, в начальный момент подхода волны перенапряжения заряды не могут проникнуть через индуктивные элементы схемы замещения (рис. 17-9, *а*), вследствие чего возникает неравномерное начальное распределение напряжения (кривые *1* на рис. 17-12). Однако при дальнейшем продвижении волны электрические заряды будут проходить также через индуктивности, и через некоторое время установится конечное распределение напряжения (кривые *2* на рис. 17-12). При заземленной нейтрали напряжение будет спадать равномерно к концу обмотки, а незаземленная обмотка на всем протяжении будет иметь одинаковый потенциал.

Из-за наличия в схеме замещения обмотки (рис. 17-9) индуктивностей и емкостей обмотка в целом и ее части представляют собой по отношению к быстро протекающим электромагнитным процессам колебательные контуры. Переход от начального распределения (кривые *1* на рис. 17-12) к конечному (кривые *2* на

рис. 17-12) будет происходить в виде высокочастотных колебаний. Из-за потерь (электрические потери в обмотках, диэлектрические потери в изоляции и магнитные потери в магнитопроводе) эти колебания затухают, в результате чего и устанавливается конечное распределение напряжения.

Начальная амплитуда колебаний в любой колебательной системе определяется величиной возмущения или разностью координат конечного и начального состояний системы.

Например, амплитуда колебаний подвешенного на пружине груза определяется величиной дополнительного груза, который будет добавлен к начальному, или величиной растяжения (деформации) пружины под воздействием дополнительного груза. При этом колебания совершаются относительно конечного положения груза (колебательной системы).

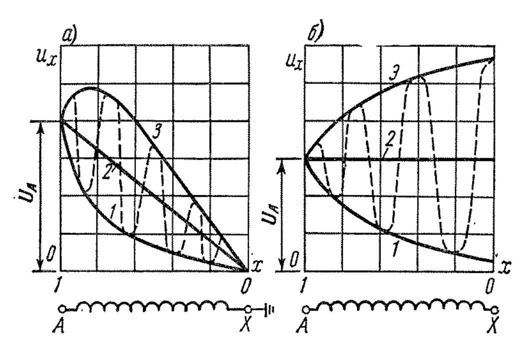


Рис. 17-12. Переходные процессы в обмотке трансформатора при воздействии прямоугольной волны перенапряжения в случае заземленной (*а*) и незаземленной (*б*) нейтрали

Амплитуда возможных колебаний напряжений в обмотке трансформатора в рассматриваемом случае в каждой точке обмотки равна разности ординат кривых *1* и *2* на рис. 17-12. Эти колебания совершаются относительно кривой конечного распределения *2*, и поэтому максимальные напряжения разных точек обмотки относительно земли определяются кривыми *3* (рис. 17-12), которые являются зеркальным отражением кривых *1* относительно кривых *2*.

Таким образом, напряжения разных точек обмотки во время колебаний также колеблются между кривыми *1* и *3*. Однако максимальные значения напряжений, определяемые кривыми *3*, вследствие затухающего характера колебаний фактически не достигаются.

На рис. 17-12 штриховые кривые показывают характер распределения напряжения в некоторый момент времени в процессе колебаний. Как видно из этих кривых, во время колебаний большие перепады напряжения возникают и в конце обмотки, вследствие чего возникает необходимость усиления междувитковой и междукатушечной изоляции также в конце обмотки. Возможно возникновение значительных перепадов и в средней части обмотки. Кроме того, в отдельных частях обмотки напряжение относительно земли становится больше напряжения падающей на обмотку волны U_A. В частности, при незаземленной нейтрали в конце обмотки напряжение почти удваивается, и волна перенапряжения отражается от конца обмотки с почти удвоенной амплитудой.

Защита трансформаторов от перенапряжений. Из изложенного вытекает, что волны перенапряжений, достигающие трансформатора, могут вызвать опасность повреждения его изоляции, вследствие чего возникает необходимость борьбы с этой опасностью. Для этой цели начальные и концевые катушки высоковольтных обмоток трансформатора выполняются с усиленной изоляцией, а нейтрали обмоток с напряжением 35 кВ и больше заземляются либо непосредственно, либо через сопротивления, значения которых для высокочастотных колебательных процессов малы. Кроме того, принимаются меры, направленные к частичному

или по возможности более полному предотвращению электромагнитных колебаний в обмотке. Очевидно, что для этого необходимо добиваться изменения кривой начального распределения напряжения таким образом, чтобы она по возможности приближалась к кривой конечного распределения. Этого можно достичь изменением емкостных связей обмотки.

Простейшим мероприятием подобного рода является применение емкостных экранных колец у начала обмотки на 35 кВ и выше (рис. 17-13). Такое кольцо представляет собой картонный металлизированный диск, разрезанный по радиусу во избежание образования короткозамкнутого витка и соединенный с началом обмотки. Емкость этого кольца по отношению к виткам начальной катушки представлена на схеме емкостной цепочки обмотки (рис. 17-13) в виде емкости $C_э$. Эта емкость шунтирует продольные емкости витков начальной катушки и повышает их потенциал (рис. 17-14).

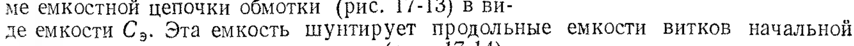


Рис. 17-13. Экранное кольцо в начале обмотки

Лучшие результаты можно получить, если, кроме того, охватить экранными кольцами также ряд последующих катушек обмотки (рис. 17-15) и соединить эти кольца с началом обмотки. Распределение емкостей этих колец в емкостной цепочке обмотки показано на этом рисунке. Наличие таких колец приводит к повышению потенциала начальных и последующих катушек обмотки, причем можно получить почти равномерное начальное распределение напряжения (рис. 17-14, кривая *3*).

Рис. 17-14. Начальное распределение напряжения у обмотки без экранных колец (*1*), с экранным кольцом у начала обмотки (*2*) и вокруг первых катушек (*3*) и конечное распределение (*4*)

Действие таких колец можно пояснить следующим образом.

Если удастся подобрать емкости экранных колец так, что заряды на этих емкостях при зарядке емкостной цепочки будут равны зарядам на соответствующих элементах поперечных емкостей схемы замещения, то заряды на соответствующих элементах продольных емкостей уменьшатся и будут равны друг другу. Вследствие этого напряжения на этих элементах продольных емкостей будут также меньше и равны друг другу, что и приведет к выравниванию кривой распределения напряжений. Рассмотренный (рис. 17-15) способ емкостной защиты трансформаторов разработали С. И. Рабинович, Ю. С. Кронгауз, А. М. Чертин и А. Г. Перлин (Московский трансформаторный завод), он применяется в отечественных трансформаторах напряжением 110 кВ и выше. Трансформаторы с подобной защитой называются грозоупорными или перезонирующими, поскольку в них практически устранена опасность возникновения значительных резонансных электромагнитных колебаний под воздействием волн перенапряжений.

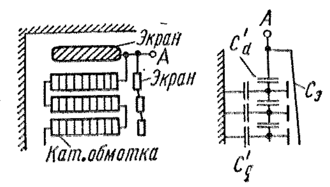


Рис. 17-15. Экранные кольца в начале и вокруг первых катушек обмотки

Разработаны также другие способы борьбы с вредным воздействием волн перенапряжений.

Глава восемнадцатая

РАЗНОВИДНОСТИ ТРАНСФОРМАТОРОВ

§ 18-1. Трехобмоточные трансформаторы

Широкое применение в энергетике нашли трехобмоточные трансформаторы (рис. 18-1), у которых имеется одна первичная и две вторичные обмотки. Такие трансформаторы используются на электрических станциях и подстанциях для питания распределительных сетей с различными номинальными напряжениями и позволяют достичь экономии в капитальных затратах за счет установки меньшего числа трансформаторов.

Рис. 18-1. Трехобмоточный трансформатор

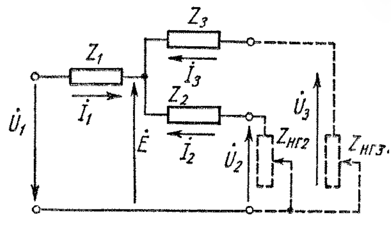


Рис. 18-2. Упрощенная схема замещения трехобмоточного трансформатора

Будем считать, что обмотки *2* и *3* приведены к числу витков обмотки *1*, для чего введены коэффициенты приведения, или трансформации:

$$k_{12} = w_1/w_2; \quad k_{13} = w_1/w_3. \tag{18-1}$$

Схема замещения трехобмоточного трансформатора в отличие от схемы замещения двухобмоточного трансформатора (см. рис. 14-5 и 14-6) будет иметь две вторичные цепи. У мощных трехобмоточных силовых трансформаторов намагничивающий ток мал и им можно пренебречь. Схема замещения таких трансформаторов показана на рис. 18-2. Из рисунка видно, что изменение нагрузки одной вторичной обмотки влияет на напряжение другой вторичной обмотки, так как при этом изменяется падение напряжения первичной обмотки $Z_1 I_1$.

Векторные диаграммы трехобмоточного трансформатора можно составить на основе схемы замещения рис. 18-2, они имеют вид, показанный на рис. 18-3.

Параметры схемы замещения рис. 18-2 можно определить расчетным путем или из данных трех опытов короткого замыкания трехобмоточного трансформатора (рис. 18-4). По опытным значениям сопротивлений короткого замыкания

$$\left.\begin{aligned} Z_{к12} &= Z_1 + Z_2 = r_{к12} + jx_{к12} = (r_1 + r_2) + j(x_1 + x_2); \\ Z_{к13} &= Z_1 + Z_3 = r_{к13} + jx_{к13} = (r_1 + r_3) + j(x_1 + x_3); \\ Z_{к23} &= Z_2 + Z_3 = r_{к23} + jx_{к23} = (r_2 + r_3) + j(x_2 + x_3) \end{aligned}\right\} \tag{18-2}$$

можно найти

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= \frac{Z_{к12} + Z_{к13} - Z_{к23}}{2}; \\ Z_2 &= \frac{Z_{к12} + Z_{к23} - Z_{к13}}{2}; \\ Z_3 &= \frac{Z_{к13} + Z_{к23} - Z_{к12}}{2}. \end{aligned}\right\} \tag{18-3}$$

По аналогичным формулам через активные и индуктивные составляющие $Z_{к12}$, $Z_{к13}$, $Z_{к23}$ выражаются также r_1, r_2, r_3 и x_1, x_2, x_3.

Данные опыта короткого замыкания между обмотками *2* и *3* должны быть приведены к первичной обмотке с коэффициентом приведения

$$k_{12} = w_1/w_2 \approx U_{1н}/U_{2н}. \tag{18-4}$$

В опытах короткого замыкания определяются также напряжения короткого замыкания $u_{к12}$, $u_{к13}$, $u_{к23}$, значения которых в относительных единицах равны соответствующим сопротивлениям короткого замыкания. Следует отметить, что индуктивное сопротивление рассеяния обмотки, расположенной между двумя другими, близко к нулю или имеет небольшое отрицательное значение, что формально эквивалентно емкостному сопротивлению. Возможность появления отрицательных индуктивных сопротивлений рассеяния связана с тем, что, согласно соотношениям (14-31) и (14-32), для двухобмоточных трансформаторов они определяются разностью двух (в более общем случае — нескольких) величин и эта разность может оказаться отрицательной.

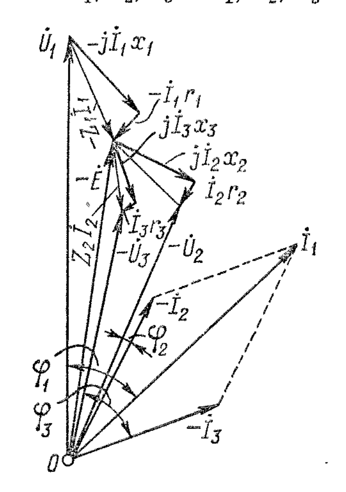


Рис. 18-3. Векторная диаграмма трехобмоточного трансформатора

Мощности обмоток трехобмоточного трансформатора

$$S_1 = mU_1 I_1; \quad S_2 = mU_2 I_2; \quad S_3 = mU_3 I_3 \tag{18-5}$$

в случае, если обмотка *1* является первичной, находятся в соотношении

$$S_1 \leqslant S_2 + S_3,$$

так как коэффициенты мощности $\cos \varphi_2$ и $\cos \varphi_3$ обычно различны, токи I_2 и I_3 сдвинуты по фазе и поэтому $I_1 < I_2 + I_3$.

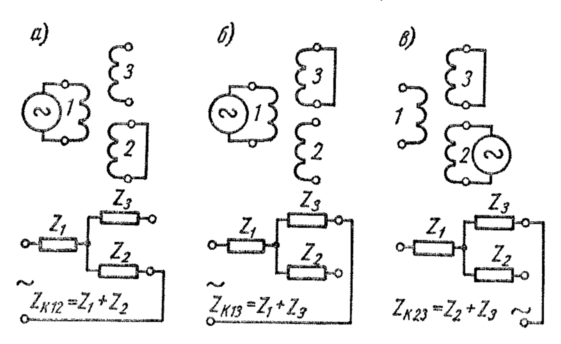


Рис. 18-4. Схемы опытов короткого замыкания трехобмоточного трансформатора

Практикуется изготовление трехобмоточных трансформаторов со следующими вариантами соотношений номинальных мощностей трех обмоток:

1) 100%, 100%, 100%;
2) 100%, 100%, 67%;
3) 100%, 67%, 100%;
4) 100%, 67%, 67%.

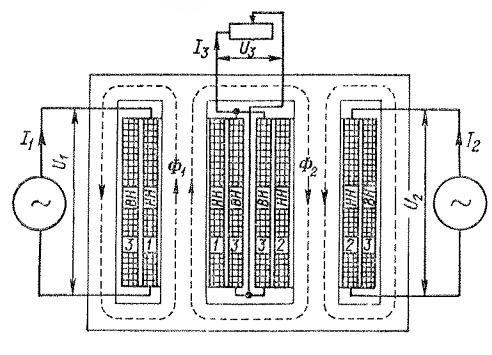


Рис. 18-5. Трехобмоточный трансформатор с двумя первичными обмотками

Напряжения короткого замыкания $u_{к12}$, $u_{к13}$, $u_{к23}$ определяются при токах, которые соответствуют номинальной мощности наиболее мощной (первичной) обмотки.

Трехфазные трансформаторы выполняются с группами соединений $Y_0/Y_0/\Delta$-0-11 или $Y_0/\Delta/\Delta$-11-11, а однофазные — с группой соединений I/I/I-0-0.

Трехобмоточные трансформаторы с двумя первичными обмотками и одной вторичной (рис. 18-5) изготовляются для установки на мощных электростанциях. При этом первичные обмотки имеют одинаковое номинальное напряжение и к ним присоединяется по одному мощному генератору, а вторичная обмотка, имеющая две

параллельные ветви, соединяется через подстанцию с линиями передачи. Трансформаторы выполняются однофазными и соединяются в трехфазную группу.

При таком устройстве трансформатора облегчается изготовление первичных обмоток, имеющих большие токи, и в случае короткого замыкания на зажимах одного генератора между двумя генераторами действуют активные и индуктивные сопротивления двух первичных обмоток трансформатора, что приводит к уменьшению тока короткого замыкания.

§ 18-2. Автотрансформаторы и трансформаторы последовательного включения

Автотрансформаторы. В обычных трансформаторах первичные и вторичные обмотки имеют между собой только магнитную связь. В ряде случаев вместо таких трансформаторов экономически целесообразно применять трансформаторы, в которых первичные и вторичные обмотки имеют также электрическую связь. Такие трансформаторы называются автотрансформаторами.

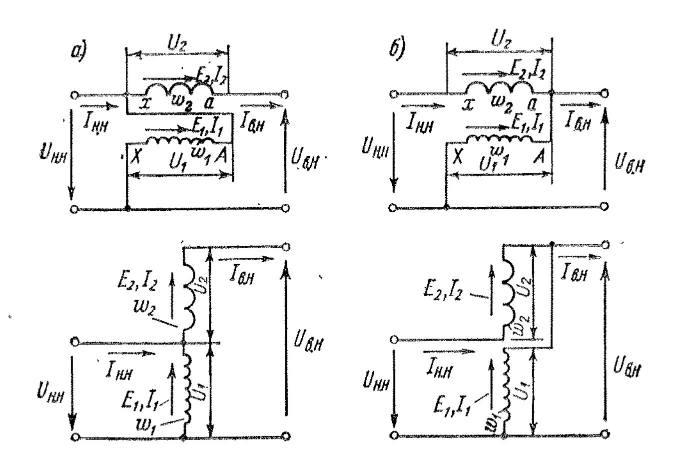


Рис. 18-6. Схемы однофазных автотрансформаторов

В автотрансформаторе (рис. 18-6) первичная обмотка w_1 включается в сеть параллельно, а вторичная w_2 — последовательно. Устройство обмоток и их расположение на стержнях такие же, как и в обычном трансформаторе, однако ввиду электрической связи обмоток изоляция каждой из них относительно корпуса должна быть рассчитана на напряжение сети высшего напряжения $U_{в.н}$.

На рис. 18-6 показаны две возможные схемы соединения обмоток трансформатора, причем каждая схема представлена в двух различных изображениях. На рис. 18-6, *а* первичная обмотка включается в сеть низшего напряжения $U_{н.н}$, а на рис. 18-6, *б* — в сеть высшего напряжения $U_{в.н}$. В обоих случаях напряжение вторичной обмотки U_2 складывается с напряжением $U_{н.н}$, и при пренебрежении падениями напряжения

$$U_{в.н}=U_{н.н}+U_2. \tag{18-6}$$

Автотрансформатор может служить как для повышения, так и для понижения напряжения. В первом случае сеть с напряжением $U_{н.н}$ на рис. 18-6 является первичной и энергия передается из этой сети в сеть с напряжением $U_{в.н}$. Во втором случае первичной является сеть с напряжением $U_{в.н}$ и направление передачи энергии изменяется на обратное.

Рассмотрим энергетические соотношения в автотрансформаторе, пренебрегая потерями, падениями напряжения и намагничивающим током.

Э. д. с. и токи обмоток автотрансформатора связаны такими же соотношениями, как в обычном трансформаторе:

$$U_1/U_2=E_1/E_2=I_2/I_1=w_1/w_2=k_{ат}. \tag{18-7}$$

С другой стороны, коэффициент трансформации напряжений и токов первичной и вторичной сетей у автотрансформатора

$$k_{тр}=U_{в.н}/U_{н.н}=I_{н.н}/I_{в.н} \tag{18-8}$$

отличается от отношения чисел витков w_1 и w_2.

Внутренняя, или расчетная, мощность автотрансформатора, передаваемая посредством магнитного поля из первичной обмотки во вторичную, как и в обычном трансформаторе, равна

$$S_р=E_1I_1=E_2I_2. \tag{18-9}$$

Внешняя, или проходная, мощность автотрансформатора, передаваемая из одной сети в другую и равная

$$S_{пр}=U_{н.н}I_{н.н}=U_{в.н}I_{в.н}, \tag{18-10}$$

больше $S_р$, так как часть мощности передается из одной сети в другую непосредственно электрическим путем. Расход материалов, габариты и стоимость автотрансформаторов определяются мощностью $S_р$, и так как у автотрансформатора $S_р < S_{пр}$, то в принципе применение автотрансформаторов выгоднее применения обычных трансформаторов, в которых $S_р = S_{пр}$.

Для схемы рис. 18-6, *а*

$$\frac{S_р}{S_{пр}}=\frac{E_2I_2}{U_{в.н}I_{в.н}}=\frac{(U_{в.н}-U_{н.н})\,I_{в.н}}{U_{в.н}I_{в.н}}=\frac{k_{тр}-1}{k_{тр}}, \tag{18-11}$$

а для схемы рис. 18-6, *б*

$$\frac{S_р}{S_{пр}}=\frac{E_2I_2}{U_{в.н}I_{в.н}}=\frac{(U_{в.н}-U_{н.н})\,I_{н.н}}{U_{в.н}I_{в.н}}=k_{тр}-1. \tag{18-12}$$

Из полученных соотношений видно, что для схемы рис. 18-6, *а* $S_р$ при прочих равных условиях в $k_{тр}$ раз меньше, чем для схемы рис. 18-6, *б*. Это обусловлено тем, что напряжение вторичной обмотки U_2 в обеих схемах одинаково, но в схеме рис. 18-6, *б* эта обмотка нагружена в $k_{тр}$ раз бо́льшим током. Поэтому на практике предпочитают применять схему рис. 18-6, *а*.

В табл. 18-1 приведены значения отношений $S_р/S_{пр}$ при разных значениях $k_{тр}$ для обеих схем рис. 18-6.

Таблица 18-1

Отношение расчетных и проходных мощностей автотрансформаторов

$k_{тр}$	$S_р/S_{пр}$	
	Схема рис. 18-6, *а*	Схема рис. 18-6, *б*
1,00	0	0
1,25	0,20	0,25
1,50	0,33	0,50
1,75	0,43	0,75
2,00	0,50	1,00
2,50	0,60	1,50
3,00	0,67	2,00
4,00	0,75	3,00
5,00	0,80	4,00

Из данных этой таблицы видно, что применение автотрансформаторов тем выгоднее, чем $k_{тр}$ ближе к единице. Обычно автотрансформаторы используются при $k_{тр} \leq 2{,}5$. В последнее время они находят все более широкое применение для соединения высоковольтных сетей разных напряжений (110, 154, 220, 330, 500 кВ) энергетических систем. Они применяются также в различных радиотехнических устройствах и в ряде других случаев.

Потери и напряжение короткого замыкания, отнесенные к расчетной номинальной мощности и к номинальному напряжению вторичной обмотки автотрансформатора, примерно такие же, как и в обычных трансформаторах. Однако если эти величины отнести к проходной мощности и к номинальному напряжению сети, то они примерно в $S_{пр}/S_р$ раз меньше, чем в обычных трансформаторах. Это объясняется тем, что обмотка с числом витков w_2 рассчитана только на часть напряжения $U_{в.н}$ и поэтому ее сопротивление меньше, чем в обычном трансформаторе, а в обмотке с числом витков w_1 протекает только часть тока $I_{н.н}$. Поэтому к. п. д. передачи энергии при применении автотрансформаторов увеличивается, а падения напряжения уменьшаются. Вместе с тем увеличиваются также токи короткого замыкания.

В трехфазных установках обмотки автотрансформаторов обычно соединяются в звезду (рис. 18-7, *а*). При этом для устранения третьих гармоник в потоках и э. д. с. фаз применяется третичная обмотка малой мощности с соединением в треугольник. При соединении обмотки в треугольник (рис. 18-7, *б*) коэффициент трансформации может изменяться в пределах $k_{тр} = 1 \div 2$. Эта схема используется в редких случаях. В энергетических системах находят применение трехобмоточные трансформаторы, в которых обмотки высшего и среднего напряжения имеют автотрансформаторную связь и соединяются в звезду, а обмотка низшего напряжения имеет с остальными обмотками трансформаторную связь и соединяется в треугольник.

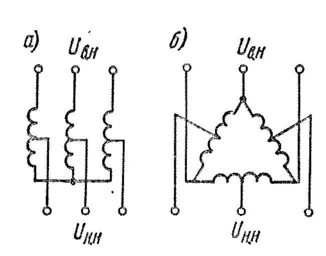


Рис. 18-7. Схемы трехфазных автотрансформаторов

Трансформаторы последовательного включения. В § 15-3 был рассмотрен способ регулирования вторичного напряжения трансформатора путем выполнения ответвлений от его обмотки. В некоторых случаях (например, трансформаторы предельной мощности и напряжения) осуществление такого способа регулирования напряжения затруднительно. Иногда требуется дополнительное регулирование напряжения отдельных ветвей замкнутых высоковольтных сетей с целью перераспределения потоков мощности между отдельными ветвями сети. В этих случаях находят применение трансформаторы последовательного включения *ТПВ* (рис. 18-8), у которых вторичная обмотка включается в сеть последовательно, а первичная питается от специального трансформатора *РТ*, регулируемого под нагрузкой. У последнего в общем случае имеются две вторичные обмотки *d* и *q*. Одна из них (обмотка *d*) создает продольную составляющую напряжения U_{1Ad}, совпадающую по фазе с напряжением рассматриваемой фазы сети или сдвинутую относительно его на 180, а другая (обмотка *q*) — поперечную составляющую напряжения U_{1Aq}, сдвинутую относительно напряжения рассматриваемой фазы сети на 90°. Напряжения U_{1Ad} и U_{1Aq} можно регулировать независимо друг от друга, и в результате первичное напряжение трансформатора *ТПВ*

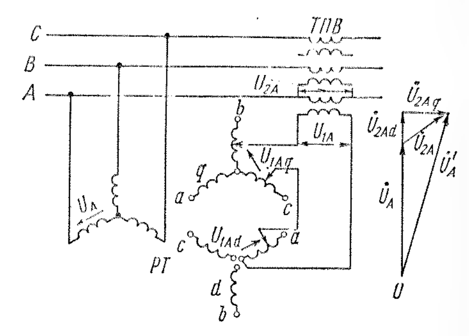


Рис. 18-8. Трансформатор последовательного включения

$$\dot{U}_{1A} = \dot{U}_{1Ad} + \dot{U}_{1Aq},$$

а также его вторичное напряжение $\dot{U}_{2A}$, складывающееся с напряжением сети $\dot{U}_A$, можно изменять по значению и по фазе. Напряжение сети за *ТПВ* $\dot{U}'_A = \dot{U}_A + \dot{U}_{2A}$. Регулирование напряжений всех фаз производится одновременно.

Трансформаторы с двумя обмотками *d* и *q* вследствие их сложности и дороговизны применяются относительно редко. Чаще используются трансформаторы только с обмоткой *d*, позволяющие осуществлять продольное регулирование напряжения.

§ 18.3. Трансформаторы с плавным регулированием напряжения

В § 15-3 были рассмотрены способы ступенчатого регулирования напряжения трансформаторов путем изменения числа включенных в работу витков одной из обмоток. Однако в ряде случаев возникает необходимость более плавного регулирования напряжения, притом в широких пределах. Разработан ряд способов такого регулирования напряжения, которые нашли практическое применение.

Одним из таких способов является применение контактных щеток, скользящих по неизолированной внешней поверхности обмотки (рис. 18-9, *а*), благодаря чему достигается плавное изменение числа включенных в работу витков обмотки. Такой метод широко используется в маломощных лабораторных автотрансформаторах. В более мощных трансформаторах и автотрансформаторах необходимо применять двойные комплекты щеток и сопротивления с целью ограничения тока короткого замыкания при замыкании щетками соседних витков (рис. 18-9, *б*). Рассматриваемые трансформаторы строятся мощностью до 250 кВ·А и используются для освещения театральных сцен и в некоторых других случаях.

Рис. 18-9. Трансформатор со скользящими контактами

Некоторое применение находят также трансформаторы с подвижными обмотками и магнитопроводами. На рис. 18-10 изображен трансформатор с двумя первичными обмотками *1*, включенными параллельно, и вторичной обмоткой *2*, расположенной на подвижном магнитопроводе. При движении магнитопровода вниз из положения, показанного на рис. 18-10, *а*, потокосцепление с обмоткой *2* плавно меняется и напряжение обмотки также плавно меняется от значения $+U_2$ (рис. 18-10, б) до $-U_2$ (рис. 18-10, *г*) при нижнем крайнем положении магнитопровода, когда обмотка *2* будет находиться напротив нижней обмотки *1*.

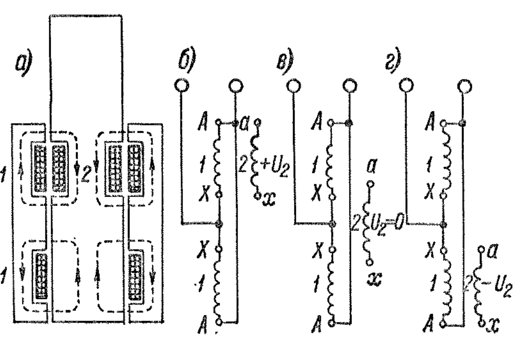


Рис. 18-10. Трансформатор с подвижной вторичной обмоткой

В последнее время расширяется применение трансформаторов с элементами, подмагничиваемыми постоянным током. Предложено значительное число разновидностей трансформаторов. Рассмотрим в качестве примера один из подобных трансформаторов (рис. 18-11).

На рис. 18-11 представлен однофазный двухобмоточный трансформатор, первичная и вторичная обмотки которого расположены на разных стержнях,

а между стержнями имеется магнитный шунт, набранный, как и магнитопроводы, из листовой электротехнической стали. Благодаря такому устройству обмотки трансформатора имеют ослабленную электромагнитную связь и большое рассеяние.

Полезный поток Φ_c замыкается через крайние магнитопроводы. Если пренебречь небольшим намагничивающим током, то токи I_1 и I_2 находятся в противофазе и создают потоки рассеяния $\Phi_{1\sigma}$ и $\Phi_{2\sigma}$, которые замыкаются в основном через шунт и складываются в нем. Вследствие большого рассеяния падения напряжения в сопротивлениях рассеяния $jx_1\dot{I}_1$ и $jx_2\dot{I}_2$ велики, что приводит к значительному уменьшению вторичного напряжения.

Рис. 18-11. Однофазный трансформатор с подмагничиваемым шунтом

Магнитный шунт подразделен на две части, на каждой из которых расположена половина подмагничивающей обмотки, питаемой постоянным током $i_=$. Эти половины обмотки включены так, что создаваемый ими постоянный магнитный поток $\Phi_=$ замыкается в пределах шунта. Чем больше $i_=$, тем больше $\Phi_=$ и тем сильнее насыщается шунт, в результате чего $\Phi_{\sigma1}$ и $\Phi_{\sigma2}$ уменьшаются. Это приводит к повышению вторичного напряжения U_2. Таким образом, путем регулирования $i_=$ можно регулировать значение U_2.

Часть вторичной обмотки можно расположить на общем стержне с первичной обмоткой. Это приведет к усилению электромагнитной связи, уменьшению рассеяния и уменьшению диапазона регулирования U_2. Поэтому диапазон регулирования U_2 определяется распределением витков вторичной обмотки между двумя стержнями.

§ 18-4. Другие разновидности трансформаторов

Сварочные и печные трансформаторы. Для электрической дуговой сварки применяются трансформаторы с вторичным напряжением, обеспечивающим надежное зажигание и устойчивое горение дуги. Для ручной сварки используются трансформаторы с напряжением при холостом ходе 60—75 В и при номинальной нагрузке 30 В. Для ограничения сварочного тока при коротком замыкании и устойчивого горения дуги трансформатор должен иметь круто падающую внешнюю характеристику $U_2 = f(I_2)$ (см. § 11-1), а сварочная цепь — значительную индуктивность ($\cos\varphi = 0{,}4 \div 0{,}5$). Для регулирования сварочного тока значение этой индуктивности должно быть регулируемым.

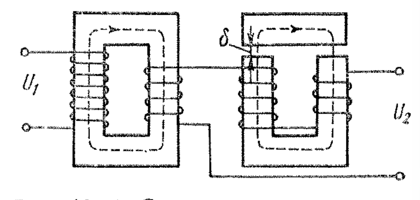


Рис. 18-12. Сварочный трансформатор с реактивной катушкой

Широко используются сварочные трансформаторы с дополнительной регулируемой реактивной катушкой (рис. 18-12). При уменьшении с помощью соответствующего механизма зазора δ в магнитной цепи катушки ее индуктивность возрастает.

Однопостовые трансформаторы для ручной дуговой сварки изготовляются мощностью до 30 кВ·А, а для автоматической сварки — до 100 кВ·А и более. Для контактной электросварки выпускаются трансформаторы мощностью до 1000 кВ·А при напряжении холостого хода до 36 В.

Для дуговых сталеплавильных печей применяются трехфазные трансформаторы, согласно ГОСТ 7207—70, мощностью до 25 МВ·А, со ступенчатым регулированием вторичного напряжения в пределах 110—420 В. Регулирование напряжения осуществляется комбинированием следующих приемов: 1) переключения первичной обмотки со звезды на треугольник; 2) устройства отводов в первичной обмотке; 3) переключения отдельных групп вторичных витков с параллельного соединения на последовательное.

Выпрямительные трансформаторы. Условия работы трансформаторов, питающих ионные и полупроводниковые выпрямители, имеют ряд существенных особенностей, которые должны быть приняты во внимание при проектировании и эксплуатации этих трансформаторов.

В выпрямительных установках отдельные вентили и фазы вторичной обмотки трансформатора работают поочередно. Поэтому в каждый момент времени трансформатор нагружен несимметрично и необходимо выбрать такую схему соединения обмоток, которая обеспечивает нормальные условия намагничивания магнитопровода трансформатора и равновесие н. с. на каждом стержне.

Вследствие попеременной работы отдельных фаз вторичные и первичные токи трансформатора несинусоидальны и содержат ряд высших гармоник. В общем случае гармонический состав первичных и вторичных токов различен и поэтому полные мощности mUI обмоток также различны. За номинальную мощность трансформатора при этом принимается полусумма полных мощностей первичной и вторичной обмоток.

Рис. 18-13. Схема шестифазного выпрямительного трансформатора с уравнительной катушкой

Для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и тока, а также для уменьшения гармоник тока в первичной обмотке целесообразно увеличивать число фаз вторичной обмотки трансформатора.

В ионных многоанодных вентилях возможны так называемые обратные зажигания, когда возникают дуги между отдельными анодами, что эквивалентно короткому замыканию. При этом возможно нарушение равновесия н. с. первичных и вторичных обмоток, что приводит к возникновению весьма значительных электромагнитных сил, действующих на обмотки. Поэтому крепление обмоток выпрямительных трансформаторов должно быть особенно надежным.

В СССР для мощных промышленных установок чаще всего применяются трансформаторы с шестифазной вторичной обмоткой (рис. 18-13), с уравнительной реактивной катушкой между нейтралями «прямой» и «обратной» трехфазных групп вторичной обмотки. Назначение этой катушки заключается в том, что она обеспечивает в каждый момент времени параллельную работу двух вентилей и двух соседних фаз вторичной обмотки, имеющих сдвиг э. д. с. 60°. Этим достигается лучшее использование трансформатора. Такой режим работы обеспечивается тем, что э. д. с., индуктируемые в двух половинках катушки, выравнивают напряжения в цепях одновременно работающих двух фаз.

Измерительные трансформаторы тока и напряжения применяются: 1) для отделения цепи измерительных приборов и защитных реле от сети высокого напряжения в целях безопасности обслуживания и облегчения изоляции их токоведущих частей и 2) для преобразования тока и напряжения в величины, удобные для измерения стандартными приборами (амперметры на 1 и 5 А, вольтметры

до 100 В). Трансформаторы тока изготовляются на номинальные мощности вторичных обмоток 5—100 В·А, а трансформаторы напряжения — на 25—1000 В·А.

Первичная обмотка трансформатора тока *Л1—Л2* включается последовательно в измерительную цепь, а вторичная обмотка *И1—И2* замыкается на измерительные или защитные приборы, имеющие малые внутренние сопротивления и включаемые последовательно друг с другом (рис. 18-14). Поэтому трансформатор тока работает в режиме, близком к короткому замыканию.

Согласно схеме замещения трансформатора (см. рис. 14-5, *б*),

$$\dot{I}'_2 = -\frac{Z_м}{Z_м + Z'_2 + Z'_{нг}}\dot{I}_1,$$

где $Z'_{нг}$ — приведенное значение сопротивления нагрузки (приборов) во вторичной цепи.

В идеальном случае, когда $Z'_2 = Z'_{нг} = 0$ или $\dot{I}'_2 = -\dot{I}_1$, погрешность трансформатора по значению тока и углу сдвига δ (рис. 18-14) равна нулю. Поэтому необходимо стремиться к тому, чтобы сумма $Z'_2 + Z'_{нг}$ была значительно меньше $Z_м$.

Трансформаторы тока изготовляются с классами точности 0,2; 0,5; 1; 3 и 10. Эти цифры указывают допустимую токовую погрешность в процентах при номинальном токе. Угловая погрешность для первых трех классов не должна превышать соответственно 10, 40 и 80′, а для классов 3 и 10 эта погрешность не нормируется.

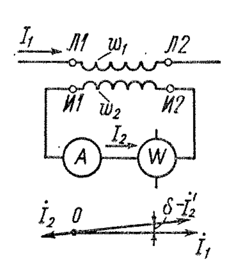


Рис. 18-14. Схема включения и векторная диаграмма трансформатора тока

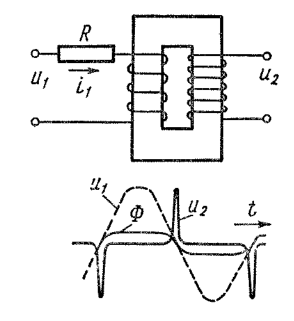


Рис. 18-15. Схема включения и кривые изменения напряжений пик-трансформатора

В рабочем режиме трансформатора тока его магнитный поток весьма мал и состояние его магнитопровода далеко от насыщения, что способствует уменьшению погрешностей ввиду уменьшения намагничивающего тока. Нельзя допускать размыкания вторичной цепи трансформатора тока, так как при этом размагничивающее действие вторичного тока исчезает и поток трансформатора возрастает в десятки и сотни раз. На вторичной стороне возникает опасное для жизни напряжение, а сам трансформатор может выйти из строя вследствие пробоя изоляции или чрезмерного нагрева магнитопровода в результате увеличения магнитных потерь.

В зависимости от значения первичного напряжения и тока, а также условий работы (наружные и внутренние установки, лабораторные трансформаторы и т. д.) конструктивное выполнение трансформаторов тока бывает весьма различным. Часто они имеют несколько вторичных обмоток, намотанных на различных магнитопроводах и имеющих различные классы точности.

Измерительные и защитные приборы, питаемые от трансформатора напряжения, подключаются к его вторичным обмоткам параллельно. Трансформаторы напряжения работают в условиях, близких к холостому ходу, т. е. сопротивление их нагрузки $Z'_{нг}$ велико по сравнению с сопротивлениями обмоток Z_1 и Z'_2. При этом падения напряжения в обмотках трансформатора относительно малы и погрешность трансформатора также мала.

При конструировании трансформатора стремятся к возможному уменьшению сопротивлений обмоток Z_1 и Z'_2. Трансформаторы напряжения изготовляются с классами точности 0,2; 0,5; 1 и 3. Конструктивное выполнение этих трансформаторов также весьма разнообразно.

Пик-трансформаторы (рис. 18-15) дают вторичное напряжение в виде резкого, весьма кратковременного импульса и применяются для зажигания дуги в управляемых ионных приборах и в других устройствах. Такая форма вторичного напряжения получается в результате применения весьма сильно насыщающегося магнитопровода трансформатора, когда магнитный поток на протяжении почти всего полупериода почти постоянен и резко изменяется только при перемене своего направления.

При постоянстве потока ($\Phi = \text{const}$)

$$e_1 = -w_1\frac{d\Phi}{dt} \approx 0$$

и для погашения напряжения и ограничения тока i_1 в схему рис. 18-15 вводится сопротивление *R*.

Рис. 18-16. Устройство однофазного реактора со стальным магнитопроводом и воздушными зазорами δ

Реакторы и реактивные катушки со стальным магнитопроводом, в сущности, не являются трансформаторами, однако по своему устройству аналогичны им. Они имеют только одну обмотку и применяются в электрических цепях в качестве токоограничивающих индуктивных сопротивлений и потребителей реактивной мощности. При больших мощностях такие реактивные катушки принято называть реакторами.

Можно представить себе, что реактивная катушка получается в результате удаления из трансформатора вторичной обмотки. При этом реактивная катушка работает как трансформатор на холостом ходу. Однако такая катушка будет иметь относительно малую мощность $S = mUI$, так как ток холостого хода трансформатора мал. При этом материалы катушки будут в значительной степени недоиспользованы, а, кроме того, индуктивность катушки будет непостоянна и при синусоидальном напряжении ток не будет синусоидальным. Лучшие результаты получаются, если в магнитной цепи выполнить немагнитные зазоры δ в виде прокладок из изоляционного материала (рис. 18-16). Тогда ток и мощность катушки увеличатся, а нелинейность магнитной характеристики магнитопровода теряет значение, так как магнитное сопротивление такого магнитопровода определяется главным образом сопротивлением зазоров. Вместо одного зазора обычно выполняют ряд зазоров меньшей величины, чтобы не допустить сильного «выпучивания» магнитного поля из области магнитопровода в окружающее пространство.

Реакторы и реактивные катушки выполняются как однофазными, так и трехфазными. В некоторых случаях они изготовляются с регулируемым индуктивным сопротивлением. Это достигается изменением числа витков или изменением величины воздушных зазоров путем осевого перемещения частей магнитопроводов. Применяются также реактивные катушки с подмагничиванием магнитопровода постоянным током (см. § 18-3). В этом случае магнитопроводы выполняются без зазоров.

Раздел третий

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Основные виды машин и их устройство. Электродвижущие силы обмоток. Обмотки. Намагничивающие силы обмоток. Магнитные поля и индуктивные сопротивления обмоток.

Глава девятнадцатая

ОСНОВНЫЕ ВИДЫ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ИХ УСТРОЙСТВО

§ 19-1. Основные виды машин переменного тока

На практике применяются преимущественно трехфазные ($m = 3$) машины переменного тока. Машины с другим числом фаз ($m = 2$; 6) используются для специальных целей.

Однако действие всех многофазных машин основано на принципе вращающегося магнитного поля, и поэтому их теория является общей.

Однофазные машины переменного тока имеют ограниченное применение.

Ниже прежде всего рассматриваются трехфазные машины переменного тока. Они подразделяются на три основных вида: синхронные, асинхронные и коллекторные.

Все виды машин переменного тока рассчитываются на работу при синусоидальном переменном токе.

В синхронных машинах нормальных типов ротор вращается с такой же скоростью и в том же направлении, как и вращающееся магнитное поле. Таким образом, вращение ротора происходит в такт, или синхронно, с вращающимся полем, откуда и происходит название этого вида машин.

Синхронные машины используются прежде всего в качестве генераторов, и за незначительным исключением на электрических станциях переменного тока устанавливаются синхронные

генераторы. Однако все более расширяется также применение синхронных машин в качестве двигателей.

Ротор асинхронных машин вращается несинхронно, или асинхронно, по отношению к вращающемуся магнитному полю, чем и обусловлено название этих машин.

На практике асинхронные машины используются главным образом в качестве двигателей, и подавляющее число применяемых в промышленности электрических двигателей являются асинхронными.

Коллекторные машины переменного тока также вращаются несинхронно с магнитным полем, и в этом смысле они являются асинхронными машинами. Однако ввиду наличия у них коллектора и связанных с этим особенностей они выделяются в отдельный вид машин переменного тока. Наибольшее применение коллекторные машины находят в качестве двигателей. Однако их использование ограничено, и поэтому главнейшими видами машин переменного тока являются асинхронные и синхронные машины.

Общие вопросы теории многофазных машин переменного тока целесообразно рассмотреть совместно, предварительно приведя краткое описание принципов действия и устройства основных видов машин переменного тока.

§ 19-2. Устройство и принцип действия асинхронной машины

Устройство асинхронной машины. Неподвижная часть машины переменного тока называется с т а т о р о м, а подвижная часть — р о т о р о м. Сердечники статора и ротора асинхронных машин собираются из листов электротехнической стали (рис. 19-1), которые до сборки обычно покрываются с обеих сторон масляно-канифольным изоляционным лаком. Сердечники машин малой мощности иногда собираются из листов без лакового покрытия, так как в этом случае достаточной изоляцией является естественный или искусственно созданный слой окислов на поверхности листов стали.

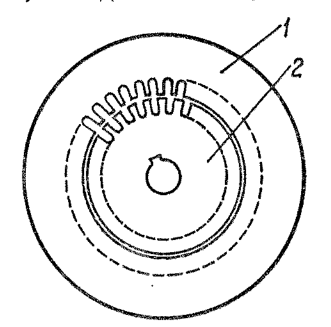


Рис. 19-1. Листы сердечников статора (*1*) и ротора (*2*) асинхронной машины малой и средней мощности

На рис. 19-2 представлена фотография асинхронного двигателя малой мощности в разобранном виде, на которой видны статор, ротор и подшипниковые щиты. На рис. 19-3 дан чертеж асинхронного двигателя средней мощности.

Сердечник статора закрепляется в корпусе, а сердечник ротора — на валу (машины малой и средней мощности) или на ободе с крестовиной и втулкой, надетой на вал (машины большой мощности). Вал ротора вращается в подшипниках, которые помещаются в подшипниковых щитах, прикрепляемых к корпусу статора (машины малой и средней мощности), или на отдельно стоящих подшипниковых стояках.

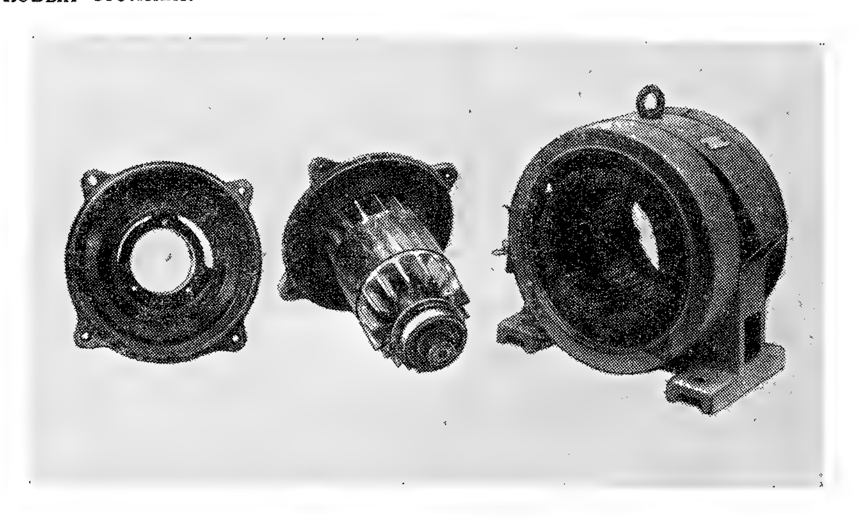


Рис. 19-2. Фотография асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором типа А71-6 мощностью 14 кВт в разобранном виде

На внутренней цилиндрической поверхности статора и на внешней цилиндрической же поверхности ротора имеются пазы, в которых размещаются проводники обмоток статора и ротора. Обмотка статора выполняется обычно трехфазной (см. гл. 21), присоединяется к сети трехфазного тока и называется поэтому также первичной обмоткой. Обмотка ротора тоже может быть выполнена трехфазной аналогично обмотке статора. Концы фаз такой обмотки ротора соединяются обычно в звезду, а начала с помощью контактных колец и металлографитных щеток выводятся наружу (рис. 19-3). Такая асинхронная машина называется *машиной с фазным ротором*. К контактным кольцам обычно присоединяется трехфазный пусковой или регулировочный реостат. Фазная обмотка ротора выполняется с тем же числом полюсов магнитного поля, как и статор.

Другая разновидность обмотки ротора — обмотка в виде *беличьей клетки* (рис. 19-4). При этом в каждом пазу находится медный или алюминиевый стержень и концы всех стержней

с обоих торцов ротора соединены с медными или алюминиевыми же кольцами, которые замыкают стержни накоротко. Стержни от сердечника обычно не изолируются. В машинах мощностью до 100 кВт стержни и кольца вместе с крылышками для вентиляции обычно изготовляются путем заливки ротора алюминием (см. рис. 19-2). Такая асинхронная машина называется *машиной с короткозамкнутым ротором*. Большинство асинхронных машин, в особенности машины малой и средней мощности, выпускается с короткозамкнутым ротором.

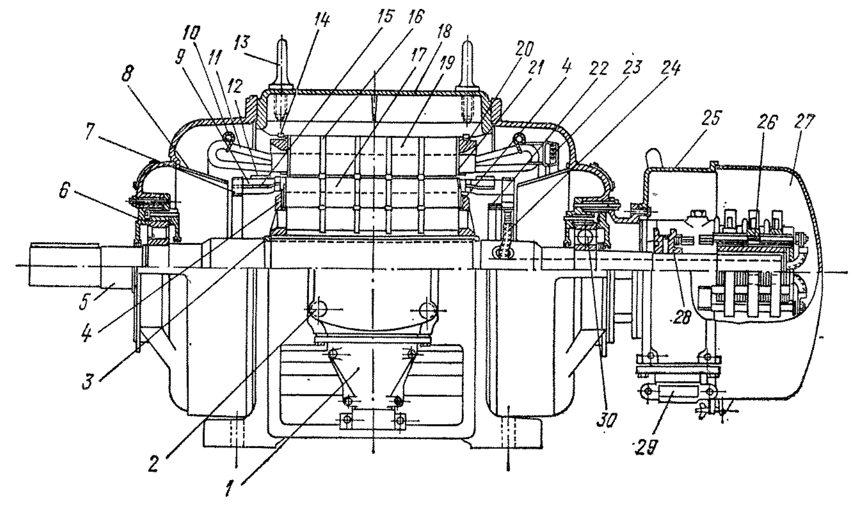


Рис. 19-3. Трехфазный асинхронный двигатель с фазным ротором 180 кВт, 975 об/мин

1 — кабельная муфта; *2* — выводная коробка концов обмотки статора; *3* — кольцевые шпонки крепления сердечника ротора; *4* — нажимные шайбы сердечника ротора; *5* — вал ротора; *6* и *30* — роликовый и шариковый подшипники; *7* — медные соединительные хомутики стержней обмотки ротора; *8* — диффузоры для направления поступающего через подшипниковые щиты охлаждающего воздуха; *9* — стержни обмотки ротора; *10* — бандажные кольца; *11* — обмотка статора; *12* — проволочные бандажи ротора; *13* — подъемные кольца; *14* — дуговые шпонки; *15* — кольцевые изоляционные прокладки; *16* — радиальные вентиляционные каналы; *17* — сердечник ротора; *18* — литой корпус статора; *19* — сердечник статора; *20* и *21* — нажимные пальцы и кольца сердечника статора; *22* — кольцо для соединения концов обмотки ротора в звезду; *23* — междукатушечные и междугрупповые соединения обмотки статора; *24* — выводы концов обмотки ротора к контактным кольцам; *25* и *27* — коробка и колпак контактных колец; *26* — контактные кольца; *28* — подвижная втулка с контактами для замыкания выводов обмотки ротора накоротко; *29* — муфта для вывода концов обмотки ротора к внешней цепи

Воздушный зазор между статором и ротором в асинхронных машинах выполняется минимально возможным по условиям производства и надежности работы и тем больше, чем крупнее машины. В машинах мощностью в несколько киловатт зазор составляет 0,4—0,5 мм, а в машинах большой мощности — несколько миллиметров.

Асинхронные машины, как правило, охлаждаются воздухом. Системы вентиляции в принципе являются такими же, как и у машин постоянного тока (см. § 8-5).

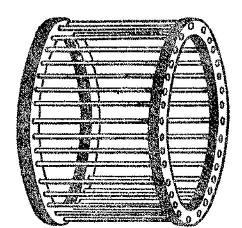


Рис. 19-4. Короткозамкнутая обмотка ротора в виде беличьей клетки

Вращающееся магнитное поле. На рис. 19-5 представлены поперечные разрезы двухполюсного ($2p = 2$) асинхронного двигателя и показан характер магнитного поля статора для двух моментов времени.

На рис. 19-5 изображена простейшая обмотка статора, когда каждая фаза состоит из одного витка или двух проводников (1-я фаза — проводники A и X, 2-я фаза — проводники B и Y, 3-я фаза — проводники C и Z)[1]. Проводники каждого витка (фазы) расположены друг от друга на расстоянии полюсного деления

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p}, \tag{19-1}$$

где D_a — диаметр внутренней расточки статора, а p — число пар полюсов.

На рис. 19-5 полюсное деление составляет половину окружности. Шаг витка или обмотки y поэтому является полным ($y = \tau$). Двойному полюсному делению 2τ соответствует угол по окружности статора 360° эл. Начала фаз A, B, C сдвинуты относительно друг друга на 120° эл., что в данном случае составляет треть окружности.

На рис. 19-5, *а* показаны направления токов в проводниках обмотки статора для момента времени, когда $i_a = I_m$ и $i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m$. Токи фаз на рис. 19-5 считаются положительными, когда они в началах фаз (проводники A, B, C) направлены за плоскость чертежа. На рис. 19-5, *б* показаны направления токов для момента времени, когда фазы токов изменились на 30° и

$$i_a = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m; \quad i_b = 0; \quad i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m.$$

Из рис. 19-5 видно, что распределение токов по окружности статора составляет две зоны, каждая величиной τ, причем направления токов в этих зонах противоположны. В нижней части рис. 19-5 изображены кривые распределения токов вдоль развернутого статора.

[1] Согласно ГОСТ 183—74 начала фаз обмоток статора обозначаются C_1, C_2, C_3, их концы — соответственно C_4, C_5, C_6, а начала фаз обмоток ротора — P_1, P_2, P_3. В данной книге в методических целях начала трехфазных обмоток всюду обозначаются A, B, C или a, b, c, а концы — соответственно X, Y, Z или x, y, z.

Из этих кривых видно, что токи распределены на поверхности статора по синусоидальному закону.

Токи проводников обмотки статора двухполюсной машины создают, как следует из рис. 19-5, двухполюсный магнитный поток Φ_1, проходящий через статор, ротор и воздушный зазор между ними. Из сравнения рис. 19-5, *а* и *б* видно, что при изменении фазы токов на 30° кривая распределения токов и магнитный поток поворачиваются в направлении следования фаз также на 30° эл.

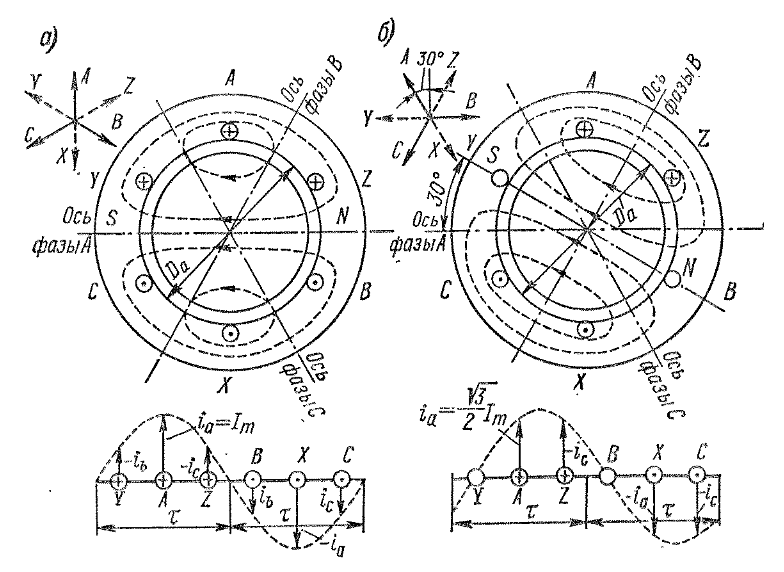


Рис. 19-5. Простейшая обмотка статора асинхронной машины с $2p = 2$ и ее магнитное поле

Ось витка (обмотки) фазы A на рис. 19-5 направлена горизонтально, и ось магнитного потока при $i_a = I_m$ (рис. 19-5, *а*) также направлена горизонтально. Ясно, что если фаза токов по сравнению с рис. 19-5, *а* изменится на 120° и поэтому будет $i_b = I_m$, то магнитный поток будет направлен по оси фазы B, т. е. повернется на 120° эл. В момент времени, когда $i_c = I_m$, ось магнитного потока совпадает с осью фазы C и т. д.

Таким образом, обмотка статора двухполюсной машины при питании ее трехфазным током создает двухполюсное вращающееся магнитное поле.

При этом за один период изменения тока поле поворачивается на 2τ или 360° эл.

Скорость вращения поля

$$n_1 = f_1,$$

где f_1 — частота тока статора.

Магнитное поле вращается в направлении чередования фаз A, B, C обмотки статора. Для изменения направления вращения поля на обратное достаточно переменить местами на зажимах обмотки статора концы двух проводников, идущих от питающей сети.

При $2p = 4$ полюсное деление составляет четверть окружности и каждая фаза простейшей трехфазной обмотки статора (рис. 19-6) состоит из двух витков с шагом $y = \tau$, которые сдвинуты относительно друг друга на 2τ и могут быть соединены друг с другом последовательно или параллельно. Отдельные фазы и их начала A, B, C при этом также сдвинуты относительно друг друга на 120° эл. или в данном случае на $^1/_6$ окружности. Из рис. 19-6 видно, что такая обмотка создает кривую распределения тока и магнитное поле с $2p = 4$. Это поле также является вращающимся и за один период тока поворачивается тоже на 2τ или в данном случае на половину окружности, вследствие чего скорость поля

Рис. 19-6. Простейшая обмотка статора асинхронной машины с $2p = 4$ и ее магнитное поле

$$n_1 = f_1/2.$$

В общем случае можно изготовить обмотку с $2p = 6$, 8, 10 и т. д. При этом будет получаться кривая распределения тока и магнитное поле с p парами полюсов. Магнитное поле вращается со скоростью в оборотах в секунду

$$\boxed{n_1 = f_1/p} \qquad (19\text{-}2)$$

или в оборотах в минуту

$$n_{1м} = 60 f_1/p. \qquad (19\text{-}3)$$

Линейная окружная скорость вращения поля вдоль окружности статора

$$\boxed{v_1 = \pi D_a n_1 = 2p\tau \frac{f_1}{p} = 2\tau f_1.} \qquad (19\text{-}4)$$

При стандартной в СССР частоте промышленного тока $f = 50$ Гц получаются скорости вращения поля, указанные в табл. 19-1.

Таблица 19-1

Скорость вращения магнитного поля обмоток с различными числами пар полюсов p при $f_1 = 50$ Гц

p	1	2	3	4	5	6	8	10	30	50
n_1, об/мин	3000	1500	1000	750	600	500	375	300	100	60

При конструировании обмоток переменного тока стремятся к тому (см. гл. 21), чтобы распределение индукции вращающегося поля в воздушном зазоре вдоль окружности было по возможности ближе к синусоидальному.

Ниже в данной главе будем предполагать, что это распределение является синусоидальным.

Принцип действия асинхронной машины. Магнитный поток Φ_1, создаваемый обмоткой статора (рис. 19-5 и 19-6), при своем вращении пересекает проводники обмотки ротора, индуктирует в них э. д. с. e_{12}, и если обмотка ротора замкнута, то в ней возникают токи i_2, частота которых f_2 при неподвижном роторе ($n = 0$) равна первичной частоте f_1.

Если обмотка ротора является трехфазной, то в ней индуктируется трехфазный ток. Этот ток создает вращающийся поток ротора Φ_2, число полюсов $2p$, направление и скорость вращения которого при $n = 0$

$$n_2 = f_2/p = f_1/p = n_1$$

такие же, как и у потока статора. Поэтому потоки Φ_1 и Φ_2 вращаются синхронно и образуют общий вращающийся поток двигателя Φ. При короткозамкнутом роторе в его стержнях индуктируется многофазная система токов i_2 со сдвигом в соседних стержнях по фазе на угол

$$\gamma = 2\pi p/Z_2, \qquad (19\text{-}5)$$

где Z_2 — число стержней ротора. Эти токи также создают вращающийся поток Φ_2, число полюсов, направление и скорость

вращения которого являются такими же, как и у потока фазного ротора. Поэтому и в данном случае в двигателе образуется общий магнитный поток Ф. Ввиду существования общего вращающегося магнитного поля можно рассматривать э. д. с., индуктируемые в обмотках этим полем.

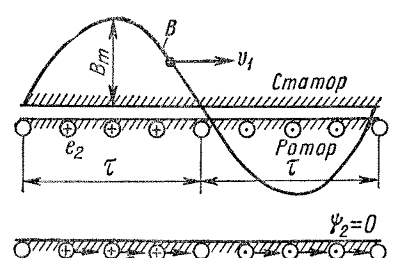


Рис. 19-7. Токи в стержнях обмотки ротора и действующие на них силы

В результате взаимодействия токов ротора с потоком возникают действующие на проводники ротора механические силы F и вращающий электромагнитный момент M.

В верхней части рис. 19-7 показаны вращающаяся со скоростью v_1 синусоидальная волна общего магнитного поля B машины и направления э. д. с. e_2, индуктируемых этим полем в стержнях неподвижного короткозамкнутого ротора. В нижней части рис. 19-7 показаны направления токов стержней i_2 и действующих на них сил F для двух случаев: когда угол сдвига фаз ψ_2 между e_2 и i_2 равен нулю и когда $\psi_2 = 90°$. При $\psi_2 = 0$ все силы действуют в сторону вращения поля. Поэтому вращающий момент

$$M = \sum \frac{FD}{2}$$

отличен от нуля и также действует в сторону вращения поля. В то же время при $\psi_2 = 90°$ силы действуют в разные стороны и $M = 0$.

Отсюда следует, что вращающий момент создается только активной составляющей тока ротора

$$I_{2a} = I_2 \cos \psi_2.$$

Этот вывод имеет общий характер и справедлив также для других видов машин переменного тока.

Цепь ротора асинхронного двигателя всегда обладает определенным активным сопротивлением, и поэтому при пуске двигателя ($n = 0$) всегда $0 < \psi_2 < 90°$. В результате развиваемый момент $M > 0$, и если он больше статического тормозного момента на валу, то ротор двигателя придет во вращение в направлении вращения поля с некоторой скоростью $n < n_1$, т. е. будет вращаться с некоторым отставанием, или скольжением, относительно поля статора.

Относительная разность скоростей вращения поля и ротора

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{19-6}$$

называется скольжением. Скольжение выражается также в процентах:

$$s_{\%} = 100s = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100. \tag{19-6а}$$

Скорость ротора n, выраженная через скольжение s, согласно формуле (19-6), равна

$$n = (1 - s)\, n_1. \tag{19-7}$$

При пуске двигателя ($n = 0$) имеем $s = 1$, а при вращении ротора синхронно с полем статора или, как говорят, с синхронной скоростью ($n = n_1$) будет $s = 0$. При $n = n_1$ магнитное поле статора относительно ротора неподвижно и токи в роторе индуктироваться не будут, поэтому $M = 0$ и такой скорости вращения двигатель достичь не может. Вследствие этого в режиме двигателя всегда $0 < n < n_1$ и $1 > s > 0$.

При вращении ротора в сторону поля частота пересечения полем проводников ротора пропорциональна разности скоростей $n_1 - n$ и частота тока в обмотке ротора

$$f_2 = p\,(n_1 - n). \tag{19-8}$$

Подставив сюда значение n из формулы (19-7) и затем значение n_1 из (19-2), получим

$$f_2 = spn_1 = sf_1, \tag{19-9}$$

т. е. вторичная частота пропорциональна скольжению.

При частоте тока $f_2 < f_1$ скорость вращения поля ротора относительно самого ротора $n_{2р}$ также меньше n_1 и на основании выражения (19-9)

$$n_{2р} = f_2/p = sn_1. \tag{19-10}$$

Скорость вращения поля ротора относительно статора в соответствии с выражениями (19-7) и (19-10)

$$n_{2с} = n + n_{2р} = (1 - s)\, n_1 + sn_1 = n_1, \tag{19-11}$$

т. е. скорость вращения поля ротора относительно статора при любой скорости вращения ротора n равна скорости вращения поля

статора n_1. Поэтому поля статора и ротора при вращающемся роторе также вращаются всегда синхронно и образуют общее вращающееся поле.

Отметим, что представленная на рис. 19-7 картина направлений токов и механических сил действительна и при вращении ротора, когда $0 < n < n_1$ (двигательный режим).

Если ротор асинхронной машины с помощью внешней силы (вращающего момента) привести во вращение в направлении вращения поля статора со скоростью выше синхронной ($n > n_1$), то ротор будет обгонять поле и направления индуктируемых в обмотке ротора токов по сравнению с изображенными на рис. 19-7 изменяются на обратные. При этом изменяются на обратные также направления электромагнитных сил F и электромагнитного момента M. Момент M при этом будет тормозящим, а машина будет работать в режиме генератора и отдавать активную мощность в сеть. Согласно выражению (19-6), в режиме генератора $s < 0$.

Если ротор вращать в направлении, обратном направлению вращения поля статора ($n < 0$), то указанные на рис. 19-7 направления e_2, i_2 и F сохраняются. Электромагнитный момент M будет действовать в направлении вращения поля статора, но будет тормозить вращение ротора. Этот режим работы асинхронной машины называется режимом противовключения или режимом электромагнитного тормоза. В этом режиме в соответствии с выражением (19-6) $s > 1$.

Более подробно режимы работы асинхронной машины рассматриваются в последующем разделе. Здесь, однако, надо отметить, что соотношение (19-11), как нетрудно усмотреть, сохраняется при любом режиме работы, при любом значении s, т. е. поля статора и ротора вращаются синхронно в любом режиме работы асинхронной машины.

§ 19-3. Устройство и принцип действия синхронной машины

Устройство и принцип действия. Статор синхронной машины (рис. 19-8) имеет такое же устройство, как и статор асинхронной машины. Трехфазная или в общем случае m-фазная обмотка статора синхронной машины выполняется с таким же числом полюсов, как и ротор, и называется также обмоткой якоря. Сердечник статора вместе с обмоткой называется также якорем. На рис. 19-8 условно показаны только выводные концы A, B, C обмотки статора.

Ротор синхронной машины имеет обмотку возбуждения, питаемую через два контактных кольца и щетки постоянным током от постороннего источника. В качестве источника чаще всего служит генератор постоянного тока относительно небольшой мощности

(0,3—3,0% от мощности синхронной машины), который называется возбудителем и устанавливается обычно на одном валу с синхронной машиной. Назначение обмотки возбуждения — создание в машине первичного магнитного поля. Ротор вместе со своей обмоткой возбуждения называется также индуктором. При изготовлении синхронных машин принимаются меры к тому, чтобы распределение индукции поля возбуждения вдоль окружности статора было по возможности близко к синусоидальному.

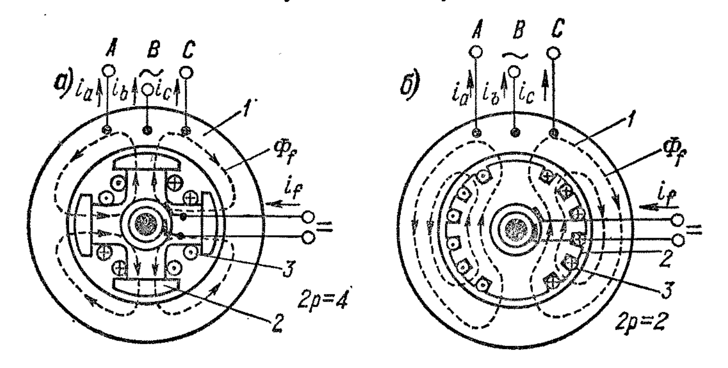


Рис. 19-8. Принцип устройства явнополюсной (a) и неявнополюсной ($б$) синхронной машины

1 — статор (якорь); 2 — ротор (индуктор); 3 — обмотка возбуждения

Если ротор синхронной машины (рис. 19-8) привести во вращение с некоторой скоростью n и возбудить его, то поток возбуждения Φ_f будет пересекать проводники обмотки статора и в фазах последней будут индуктироваться э. д. с. с частотой

$$f_1 = pn = pn_м/60. \tag{19-12}$$

Э. д. с. статора составляют симметричную трехфазную систему э. д. с., и при подключении к обмотке статора симметричной нагрузки эта обмотка нагрузится симметричной системой токов. Машина при этом будет работать в режиме генератора.

При нагрузке обмотка статора создает такое же по своему характеру вращающееся магнитное поле, как и обмотка статора асинхронной машины (см. § 19-2). Это поле статора вращается в направлении вращения ротора со скоростью

$$n_1 = f_1/p.$$

Если подставить сюда f_1 из формулы (19-12), то получим

$$n_1 = n.$$

Поля статора и ротора вращаются с одинаковой скоростью и образуют, таким образом, общее вращающееся поле, как и в асинхронной машине.

Поле статора (якоря) оказывает воздействие на поле ротора (индуктора) и называется в связи с этим также полем реакции якоря.

Синхронная машина может работать и в качестве двигателя, если подвести к обмотке ее статора трехфазный ток из сети. В этом случае в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора поле статора увлекает за собой ротор. При этом ротор вращается в ту же сторону и с такой же скоростью, как и поле статора.

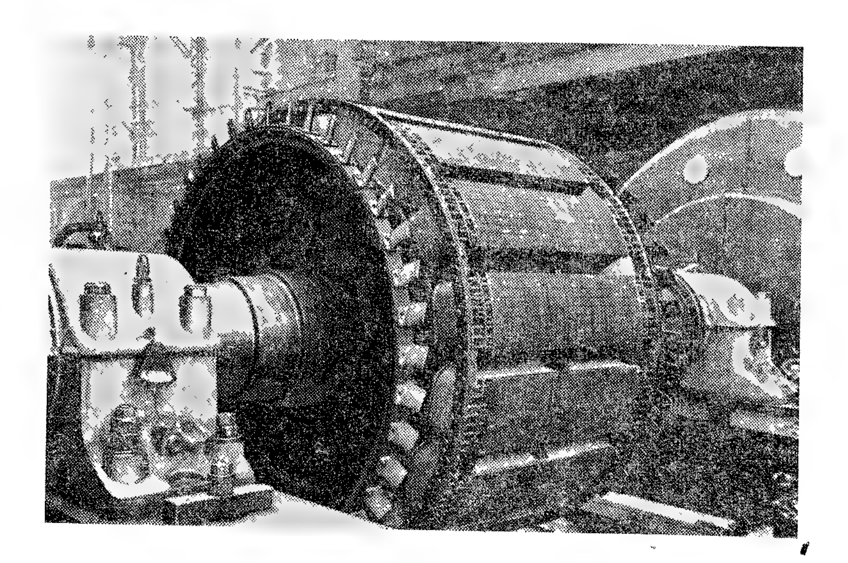
Из формулы (19-12) следует, что чем больше число пар полюсов синхронной машины p, тем меньше должна быть ее скорость вращения n для получения заданной частоты f_1. Соотношения между p и $n_м$ при $f_1 = 50$ Гц также соответствуют данным табл. 19-1.

По своей конструкции синхронные машины подразделяются на явнополюсные (рис. 19-8, *а*) и неявнополюсные (рис. 19-8, *б*).

Явнополюсные синхронные машины (рис. 19-8, *а*) имеют выступающие полюсы и изготовляются с числом полюсов $2p \geqslant 4$. На рис. 19-9 представлены фотографии ротора и статора явнополюсного синхронного двигателя.

Сердечники полюсов явнополюсных машин (рис. 19-10) набираются из листов стали толщиной 1—2 мм и стягиваются с помощью шпилек. В средних и крупных машинах полюсы крепятся к выступам вала, к втулке вала или к ободу крестовины с помощью Т-образных хвостов. В малых машинах полюсы крепятся также с помощью болтов. Обмотка возбуждения крупных машин наматывается из голой полосовой меди на ребро, и проводники обмотки изолируются друг от друга изоляционными прокладками.

В полюсных наконечниках синхронных двигателей (рис. 19-9), в соответствующих пазах, помещаются стержни пусковой обмотки из материала с повышенным удельным сопротивлением (латунь и др.), которые привариваются по торцам к короткозамыкающим сегментам, а последние соединяются в общие короткозамыкающие кольца. Такая обмотка напоминает беличью клетку короткозамкнутого асинхронного двигателя и служит для асинхронного пуска синхронного двигателя (см. § 36-1 и 37-1). Такие же по конструкции обмотки, но из медных стержней изготовляются нередко в синхронных генераторах и называются в этом случае у с п о к о и т е л ь н ы м и или д е м п ф е р н ы м и о б м о т к а м и (о роли демпферных обмоток см. § 39-1). В последнее время полюсы синхронных двигателей часто делают также массивными из стальных поковок, и в этом случае роль пусковой обмотки выполняют сами массивные



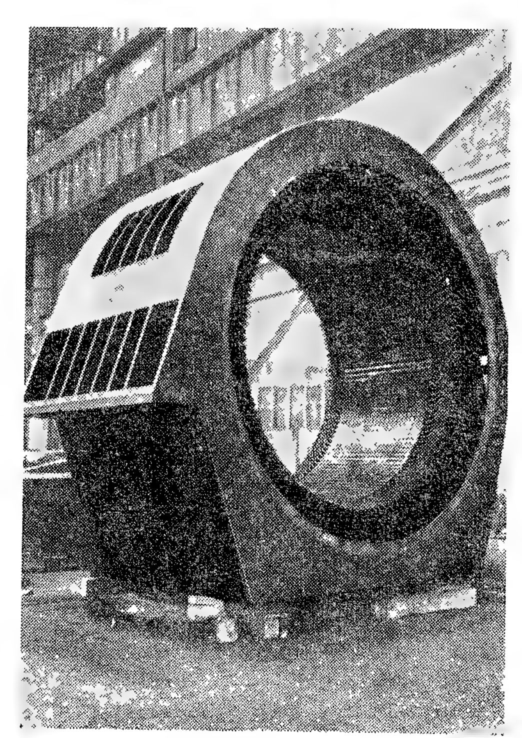


Рис. 19-9. Ротор и статор синхронного двигателя типа ДСЗ-21-21-16 на 17 МВ·А, 14 МВт, 10 кВ, 375 об/мин

полюсы. Торцы наконечников соседних полюсов при этом соединяются проводниками в виде планок.

Явнополюсные синхронные машины с горизонтальным валом обычно имеют аксиально-радиальную вентиляцию. У двигателя, изображенного на рис. 19-9, воздух засасывается по обоим торцам машины с помощью вентиляционных лопаток на ободе ротора, затем проходит между полюсами и по воздушному зазору, далее через радиальные каналы в сердечнике статора и выпускается наружу через окна на боковых поверхностях корпуса статора.

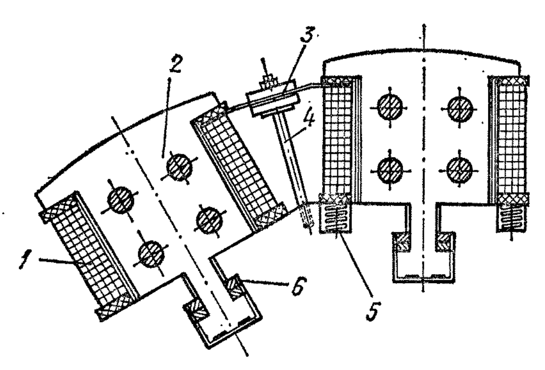


Рис. 19-10. Полюсы явнополюсной синхронной машины

1 — обмотка возбуждения; *2* — сердечник полюса с полюсным наконечником и Т-образным хвостом; *3* — междукатушечные соединения; *4* — шпилька для крепления междукатушечного соединения; *5* — пружина для сжатия обмотки; *6* — клинья

Явнополюсные синхронные машины мощностью до 10—12 кВт имеют иногда также так называемую обращенную конструкцию, когда индуктор (полюсы) является неподвижным, а якорь вращается. Такие машины напоминают по устройству машины постоянного тока, у которых коллектор заменен тремя контактными кольцами для отвода тока из обмотки якоря. Для крупных машин обращенная конструкция невыгодна, так как отвод из обмотки якоря больших токов при высоком напряжении с помощью колец и щеток чрезвычайно затруднителен и сложно осуществить надежную изоляцию вращающейся якорной обмотки высокого напряжения.

Явнополюсные синхронные машины с горизонтальным валом широко используются в качестве двигателей и генераторов, в частности в качестве так называемых дизель-генераторов, соединяемых с дизельными двигателями внутреннего сгорания. Дизель-генераторы обычно имеют один подшипник, вал генератора жестко соединяется с валом дизеля, и в качестве второй опоры ротора генератора используется подшипник самого дизеля. Во избежание затруднений, которые могут возникнуть при работе дизель-генератора вследствие неравномерности вращающего момента дизеля как поршневой машины (см. § 39-1), дизель-генератор снабжается маховиком или его ротор выполняется с повышенным маховым моментом (моментом инерции). Аналогичную конструкцию имеют

также синхронные двигатели, предназначенные для привода поршневых компрессоров.

Синхронные генераторы, сочленяемые с гидравлическими турбинами, работающими на гидроэлектростанциях, называются гидрогенераторами. Они имеют явнополюсную конструкцию и при мощностях до нескольких тысяч киловатт чаще всего также выполняются с горизонтальным валом. В последние годы все большее

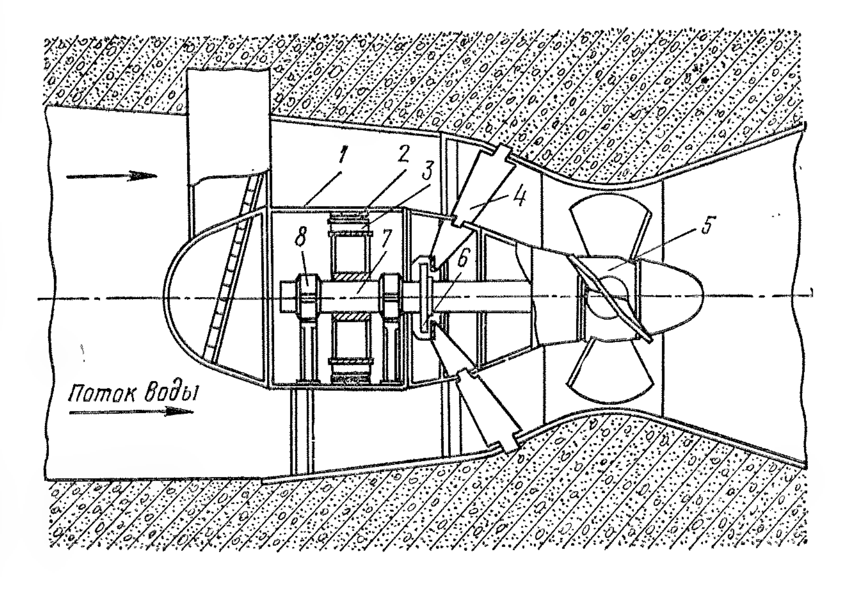


Рис. 19-11. Капсульный гидрогенератор

1 — капсула; *2* — статор генератора; *3* — ротор генератора; *4* — направляющий аппарат турбины; *5* — ротор гидравлической турбины; *6* и *8* — подшипники; *7* — вал

применение начинают находить так называемые капсульные гидрогенераторы (рис. 19-11), также имеющие горизонтальный вал. Такие генераторы заключаются в водонепроницаемую оболочку, или капсулу, которая с внешней стороны обтекается потоком воды, проходящим через турбину. Такая конструкция применяется для низконапорных гидростанций и позволяет отказаться от машинного зала и достичь большей компактности станции, что приводит к ее удешевлению. Капсульные гидрогенераторы изготовляются на мощности до нескольких десятков тысяч киловатт.

Вертикальные гидрогенераторы (рис. 19-12) представляют собой особый класс явнополюсных синхронных машин, которые имеют вертикальный вал и соединяются непосредственно с гидравлическими турбинами.

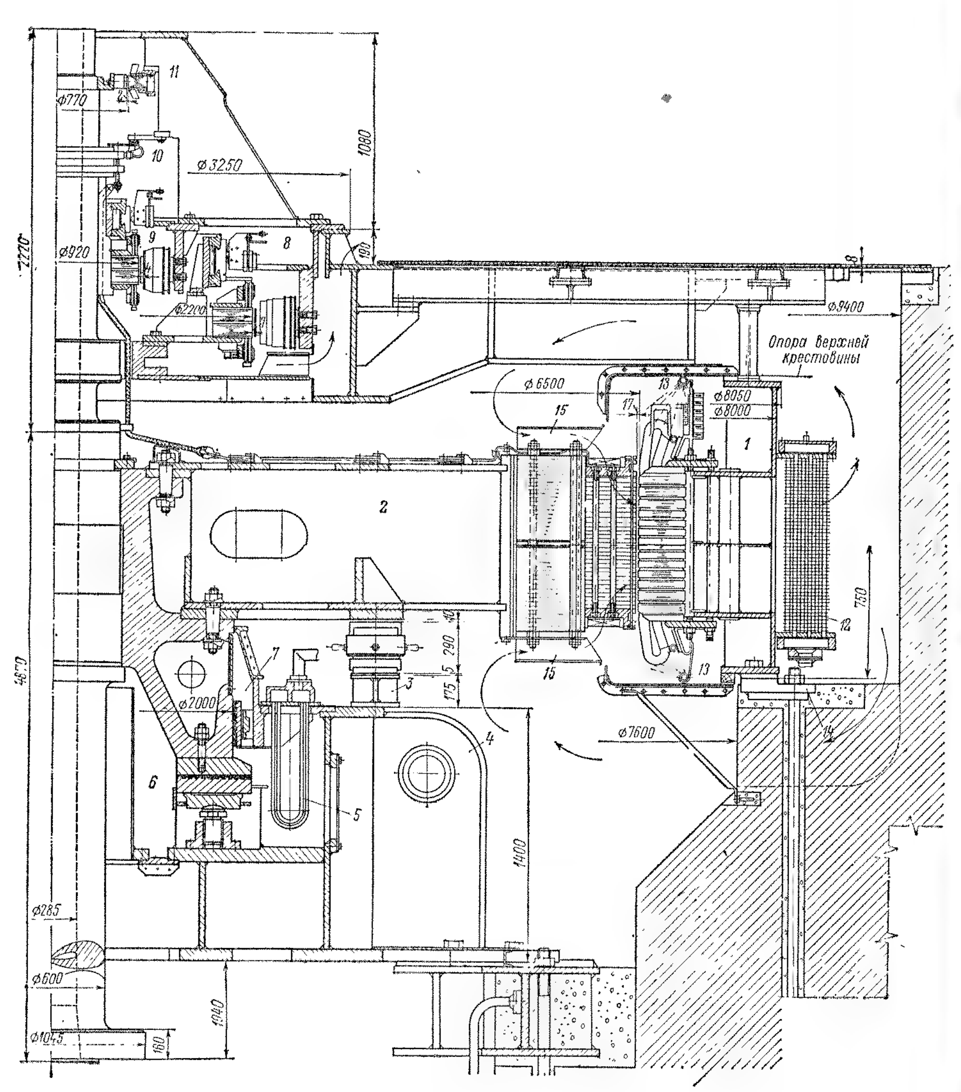


Рис. 19-12. Вертикальный гидрогенератор зонтичного типа

1 — статор; *2* — ротор; *3* — тормоз-домкрат; *4* — грузонесущая крестовина; *5* — маслоохладитель; *6* — подпятник; *7* — направляющий подшипник; *8* — возбудитель; *9* — подвозбудитель; *10* — контактные кольца; *11* — регуляторный генератор; *12* — воздухоохладитель; *13* — трубы для тушения пожара; *14* — фундаментные плиты; *15* — вентиляционные крылышки

Гидравлические турбины в зависимости от напора воды и мощности имеют обычно относительно малую скорость вращения ($n = 60 \div 500$ об/мин). Скорость вращения тем меньше, чем меньше напор воды и чем больше мощность турбины. Гидрогенераторы поэтому являются тихоходными машинами и имеют большие размеры и массу, а также большое число полюсов. В СССР изготовлены уникальные и самые крупные в мире гидрогенераторы мощности до 500 МВт. Данные ряда изготовленных в СССР гидрогенераторов приведены в табл. 19-2. В этой таблице, кроме использованных ранее, приняты следующие обозначения; D_a — диаметр расточки статора: l — длина активной части генератора; δ — величина зазора (под серединой полюсного наконечника); G_t — масса генератора; g_t — масса на единицу мощности; $G_п$ — давление на подпятник.

Весьма ответственной частью вертикального гидрогенератора является упорный подшипник, или подпятник, который воспринимает веса вращающихся частей генератора и турбины, а также давление воды на лопасти турбины. Поэтому на подпятник действуют огромные усилия (см. табл. 19-2). Особенно трудны условия работы подпятника при пуске и тем более при остановке агрегата, так как при малой скорости вращения масляный клин (пленка) между скользящими поверхностями подпятника не образуется и генератор с турбиной не «всплывают». Вследствие большой инерции гидроагрегата время его выбега (остановки) при закрытии воды и отключении от сети велико. Для уменьшения продолжительности вращения агрегата с низкой скоростью при его остановке применяются тормоза. Кроме подпятников, гидрогенераторы имеют также направляющие подшипники, которые воспринимают радиальные усилия.

На одном валу с гидрогенератором, в верхней его части (рис. 19-12), в большинстве случаев устанавливаются также вспомогательные машины: возбудитель генератора (иногда с подвозбудителем) и регуляторный генератор, который представляет собой небольшой синхронный генератор с полюсами в виде постоянных магнитов и предназначен для питания двигателей масляного автоматического регулятора турбины. Подвозбудитель представляет собой небольшой генератор постоянного тока, который служит для возбуждения основного возбудителя, питающего постоянным током обмотку возбуждения гидрогенератора. В крупных машинах возбудитель нередко заменяют вспомогательным синхронным генератором, который служит как для возбуждения (вместе с выпрямителями или возбудительными агрегатами, состоящими из двигателя переменного тока и генератора постоянного тока), так и для питания различных двигателей, обслуживающих гидроагрегат, состоящий из турбины и гидрогенератора.

Таблица 19-2

Основные данные трехфазных гидрогенераторов завода «Электросила»

$S_н$, МВ·А	$U_{л.н}$, кВ	$\cos\varphi_н$	$\eta_н$, %	$2p$	$n_н$, об/мин	D_a, см	l, см	τ, см	δ, см	A, А/см	B_δ, Т	G_f, Т	g_f, кг/кВ·А	$G_н$, Т	Гидроэлектростанция
2,7	10,5	0,8	96,9	40	150	690	75	54,2	1,3	542	0,607	291	10,8	390	Комсомольская
44	10,5	0,85	97,0	32	187,5	588	110	57,8	1,5	590	0,780	327	7,45	410	Нива III
50	15,75	0,8	96,7	88	68,2	1047,5	145	37,4	1,7	482	0,740	834	16,7	1500	Верхне-Свирская
52	10,5	0,8	97,0	68	88,2	972	120	45,0	1,5	500	0,768	520	10,0	1200	Нарвская
66	10,5	0,85	97,4	16	375	390	210	76,5	2,0	534	0,779	360	5,45	480	Гюмушская
68,75	10,5	0,8	97,6	14	428,6	350	210	78,5	2,0	620	0,758	310	4,50	435	Храмская
71,5	13,8	0,8	96,7	96	62,5	1292	150	42,3	2,0	504	0,674	1076	15,0	2000	Горьковская
103,5	13,8	0,8	97,5	72	83,3	1100	180	48,0	1,8	610	0,702	986	9,52	1030	Усть-Каменогорская
117,65	13,8	0,85	97,5	96	62,5	1430	170	46,8	2,3	553	0,720	1170	9,95	2800	Воткинская
123,5	13,8	0,85	97,4	88	68,2	1430	200	51,0	2,3	436	0,765	1257	10,2	3400	Куйбышевская
264,7	15,75	0,85	98,2	48	125	1100	250	71,9	2,5	708	0,729	1300	4,9	1400	Братская
282,5	15,75	0,85	98,4	48	125	1100	215	71,9	2,6	863	0,756	1212	4,3	1645	Усть-Илимская
590	15,75	0,85	98,2	64	93,8	1610	175	79,1	2,6	1228	0,865	1650	2,8	2600	Красноярская
711	15,75	0,9	98,3	42	142,8	1185	275	88,7	3,0	1178	0,824	1790	2,52	3250	Саяно-Шушенская

По своей конструкции вертикальные гидрогенераторы подразделяются на подвесные и зонтичные (рис. 19-13). В первом случае подпятник расположен в верхней части агрегата, на верхней крестовине, и весь агрегат «подвешен» к этой крестовине и к подпятнику. Во втором случае подпятник находится на нижней крестовине генератора или на крышке турбины и генератор в виде «зонта» расположен над подпятником. При зонтичной конструкции иногда удается снизить высоту агрегата и машинного зала за счет облегчения верхней крестовины и этим уменьшить также массу агрегата и расход материалов.

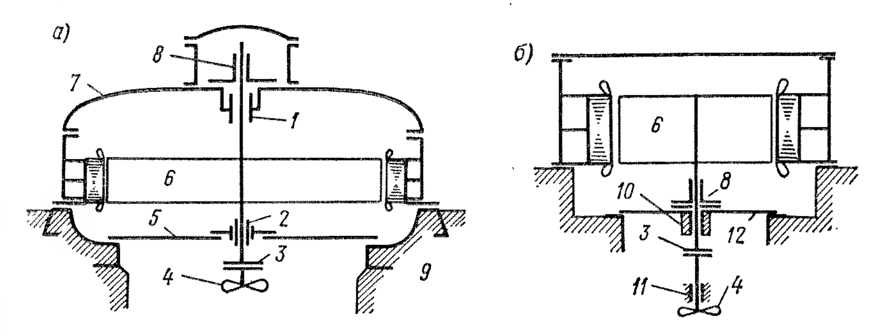


Рис. 19-13. Конструктивные схемы вертикальных гидрогенераторов подвесного (*а*) и зонтичного (*б*) исполнения

1 — верхний направляющий подшипник; *2* — нижний направляющий подшипник; *3* — фланец вала; *4* — турбина; *5* — нижняя крестовина; *6* — ротор; *7* — верхняя крестовина; *8* — подпятник; *9* — фундамент; *10* — направляющий подшипник; *11* — направляющий подшипник турбины; *12* — нижняя крестовина

При аварийном отключении гидрогенератора от сети его скорость сильно возрастает, так как быстрое прекращение доступа большой массы воды в турбину невозможно, а подача энергии в сеть прекращается. Достигаемая при этом максимальная, так называемая *угонная* скорость может в два и более раз превысить номинальную. Поэтому механическая прочность машины рассчитывается на эту скорость.

С вертикальным валом изготовляются также мощные синхронные двигатели для привода больших гидравлических насосов.

Неявнополюсные синхронные машины имеют цилиндрический ротор, выполняемый обычно из массивной стальной поковки. В роторе фрезеруются пазы для укладки обмотки возбуждения. Эти машины выпускаются с числом полюсов $2p = 2$ и $2p = 4$ и имеют поэтому большие скорости вращения (при $f = 50$ Гц соответственно 3000 и 1500 об/мин). Изготовление крупных машин с такими скоростями вращения при явнополюсной конструкции

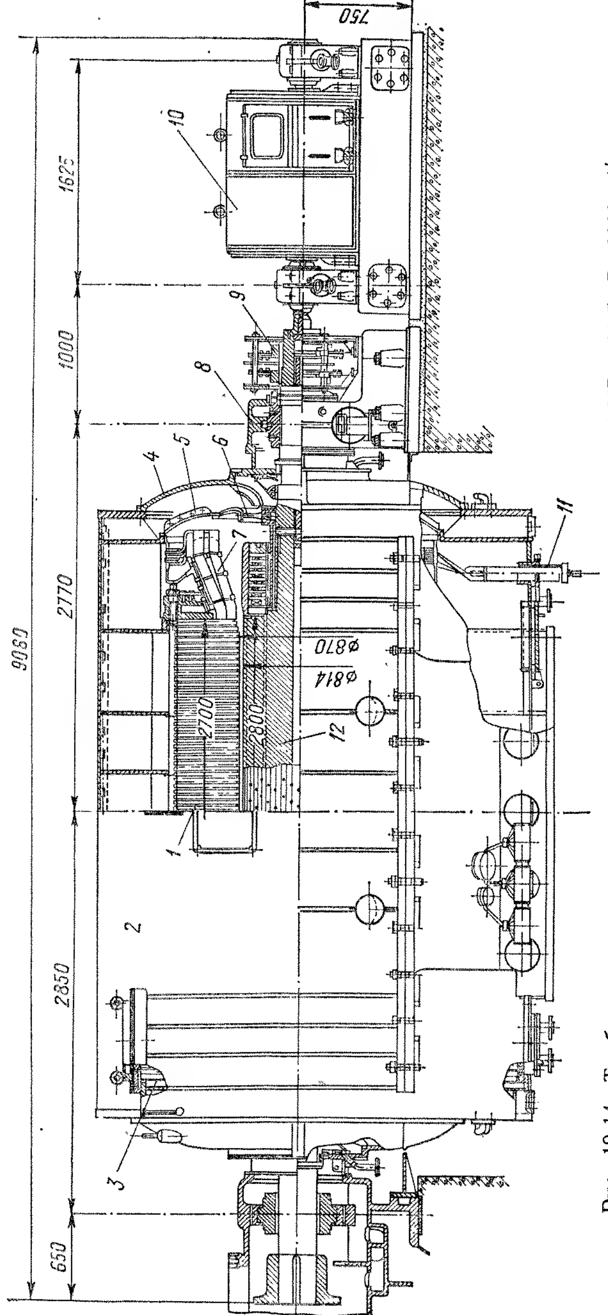


Рис. 19-14. Турбогенератор с поверхностным водородным охлаждением 30 МВт, 10,5 кВ, 3000 об/мин

1 — сердечник статора; *2* — сварной корпус статора; *3* — газоохладитель; *4* — наружный щит; *5* — внутренний щит; *6* — осевой вентилятор; *7* — обмотка статора; *8* — подшипниковый стояк с подшипником; *9* — контактные кольца; *10* — возбудитель; *11* — выводы обмотки статора; *12* — ротор

по условиям механической прочности ротора и крепления его полюсов и обмотки возбуждения невозможно.

Основными представителями неявнополюсных машин являются турбогенераторы (рис. 19-14), т. е. синхронные генераторы, предназначенные для непосредственного соединения с работающими на тепловых электростанциях паровыми турбинами. В настоящее время большинство турбогенераторов выполняется двухполюсными, так как паровые турбины являются в принципе быстроходными машинами и при больших скоростях вращения их технико-экономические показатели выше. Однако для атомных электростанций с водо-водяными реакторами выпускаются также четырехполюсные турбогенераторы.

Основные данные ряда выпущенных в СССР двухполюсных турбогенераторов приведены в табл. 19-3, в которой v означает линейную скорость на поверхности ротора при $n = n_н$.

Таблица 19-3

Основные данные турбогенераторов на 50 Гц и 3000 об/мин

Тип	$P_н$, МВт	$U_{л.н}$, кВ	$\cos\varphi_н$	$\eta_н$, %	D_a, см	l, см	δ, см	v, м/с	A, А/см	B_δ, Т	G_t, т
Т2-1,5-2	1,5	6,3	0,8	95,1	50	100	1,4	74	460	0,634	10,4
Т2-6-2	6	6,3	0,8	96,4	70	135	1,8	104	450	0,770	29
Т-2-12-2	12	10,5	0,8	97,1	77	190	2,1	114	573	0,740	40,3
Т2-25-2	25	10,5	0,8	97,6	87	270	2,8	128	680	0,750	69,6
ТВ-2-30-2	30	10,5	0,8	98,3	87	270	2,8	128	815	0,750	91,0
ТВ-2-100-2	100	13,8	0,85	98,78	109,5	525	4,75	157	773	0,795	256
ТВ-2-150-2	150	18,0	0,9	98,9	120	625	6,25	169	766	0,81	360
ТВФ-60-2	60	10,5	0,8	98,5	103,0	280	5,0	146	917	0,827	130
ТВФ-100-2	100	10,5	0,85	98,3	112,8	310	6,4	157	1095	0,822	175
ТВФ-200-2	200	11,0	0,85	98,53	122	545	7,25	169	1160	0,834	340
ТВВ-150-2	150	18,0	0,85	98,4	117,0	380	8,5	157	1295	0,812	200
ТВВ-200-2	200	15,75	0,85	98,5	123,5	430	8,0	169	1335	0,850	220
ТВВ-300-2	300	20,0	0,85	98,6	126,5	600	9,5	169	1380	0,848	330
ТВВ-500-2	500	20,0	0,85	98,75	131,5	635	9,5	177	1975	0,85	389
ТВВ-800-2	800	24,0	0,9	98,75	140,0	720	10,0	188	2045	0,96	577
ТВВ-1200	1200	24,0	0,9	98,86	155,0	800	15,0	196	2370	0,877	610

Роторы турбогенераторов большой мощности (рис. 19-15) изготовляются из цельных поковок высококачественной хромоникелевой или хромоникельмолибденовой стали. Однако и при этом предельный диаметр активной части ротора при $n_н = 3000$ об/мин по условиям механической прочности из-за больших центробежных сил не может превышать 1,20—1,50 м. В связи с этим роторы мощных машин приходится делать длинными. В то же время увеличение

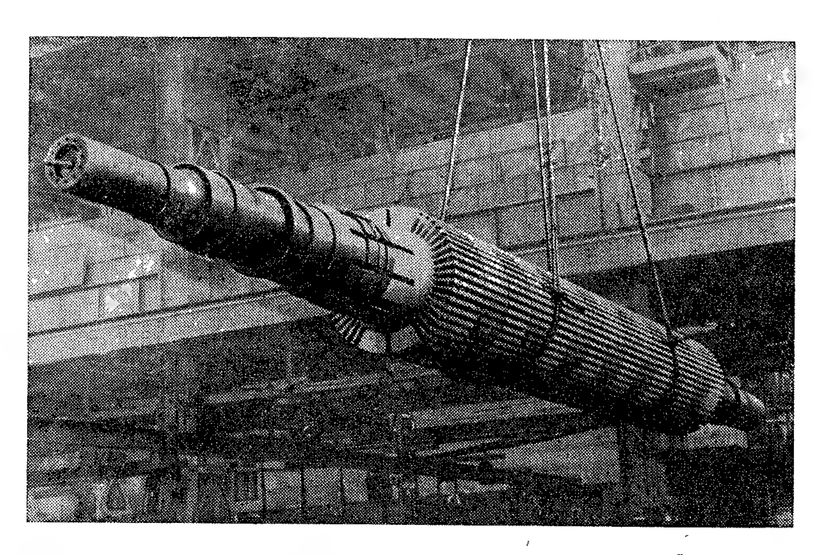


Рис. 19-15. Необмотанный ротор турбогенератора мощностью 320 МВт

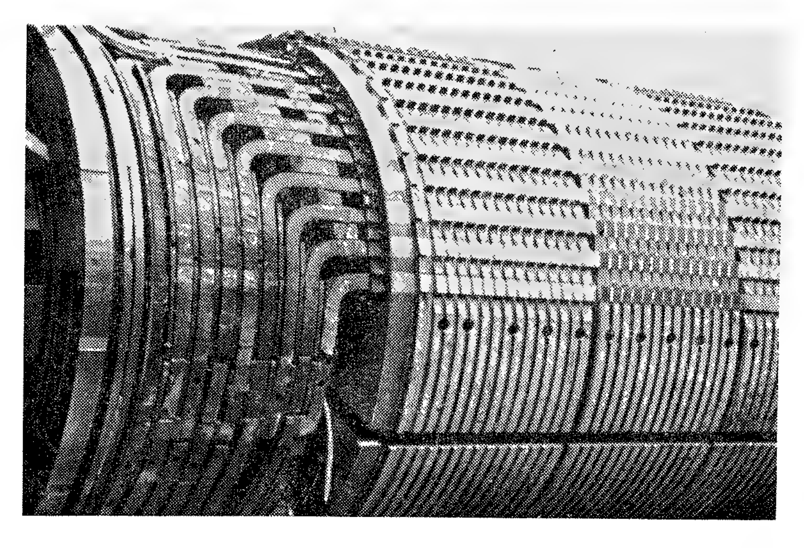


Рис. 19-16. Концевая часть обмотанного ротора турбогенератора мощностью 320 МВт (с лобовыми частями обмотки возбуждения и без бандажа)

длины ротора ограничено пределом увеличения гибкости и прогиба ротора и пределом связанного с этим увеличения его вибрации. Наибольшая возможная активная длина ротора составляет $l \approx 7{,}5 \div 8{,}5$ м.

Таким образом, предельные размеры турбогенераторов ограничены возможностями современной металлургии. Поэтому увеличение предельных мощностей турбогенераторов связано с увеличением электромагнитных нагрузок (линейные нагрузки и плотности тока обмоток) и интенсификацией способов охлаждения.

Обмотка ротора турбогенератора выполняется в виде концентрических катушек (рис. 19-16) и закрепляется в пазах (рис. 19-17) немагнитными металлическими клиньями (дюралюминий и т. д.), которые обладают требуемой механической прочностью и воспринимают весьма большие центробежные силы обмотки возбуждения. Немагнитные клинья предотвращают возникновение больших магнитных потоков рассеяния, замыкающихся вокруг пазов через клинья и вызывающих излишнее насыщение зубцов и уменьшение полезного потока, проходящего через воздушный зазор в статор. Примерно одна треть каждого полюсного деления ротора свободна от пазов и составляет так называемый большой зуб. Обмотки ротора имеют миканитовую или другую изоляцию класса B или F. Лобовые части обмотки ротора закрываются прочным кольцеобразным стальным бандажом (рис. 19-18), рассчитанным на действие центробежных сил лобовых частей обмотки и самого бандажа.

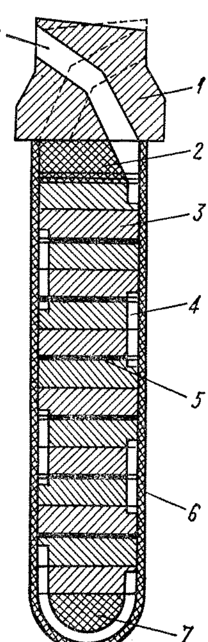


Рис. 19-17. Паз ротора турбогенератора завода «Электросила» с внутренним охлаждением проводников водородом

1 — клин; *2* и *7* — стеклотекстолитовые прокладки; *3* — медный проводник; *4* — вентиляционный канал; *5* — витковая изоляция (стеклотекстолит); *6* — пазовая изоляционная гильза (стеклотекстолит); *8* — отверстие для забора (выброса) водорода из зазора между статором и ротором

Весьма серьезной является проблема охлаждения турбогенератора.

Турбогенераторы мощностью до 30 МВт выполняются с замкнутой системой воздушного охлаждения, а при $P_н \geqslant 30$ МВт воздушная охлаждающая среда заменяется водородом с избыточным давлением около 0,05 атм во избежание засасывания воздуха через уплотнения и образования гремучей смеси. Применение водорода позволяет усилить съем тепла, повысить мощность при заданных размерах машины и уменьшить вентиляционные потери.

В обоих случаях схема вентиляции одинакова (рис. 19-14 и 19-19). Воздух (или водород) при этом засасывается двумя вентиляторами, установленными по обоим концам вала внутри машины, распределяется по отдельным струям и омывает лобовые части обмоток статора и ротора, стенки радиальных каналов сердечника статора, внешнюю поверхность ротора и внутреннюю поверхность сердечника статора.

В центральной части машины холодный воздух по одним группам радиальных каналов сердечника статора проходит от его

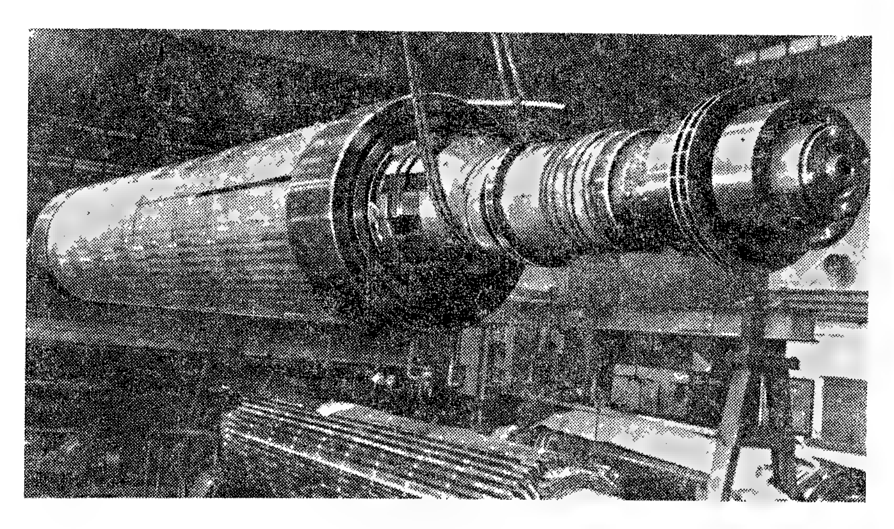


Рис. 19-18. Собранный ротор турбогенератора мощностью 320 МВт

внешней поверхности к воздушному зазору между статором и ротором и по другим группам радиальных каналов возвращается к внешней поверхности статора. Пространство между внешней поверхностью сердечника статора и корпусом (кожухом) статора разделено в осевом направлении стенками, перпендикулярными линии вала, на ряд камер холодного и горячего воздуха. В камеры холодный воздух поступает от вентиляторов, а нагретый воздух из нижней части машины отводится к водяным охладителям, которые при воздушном охлаждении устанавливаются в фундаменте турбогенератора, а при водородном охлаждении — внутри корпуса машины. Подобная система вентиляции называется многоструйной радиальной. Для лучшего охлаждения ротора на его поверхности протачивают по винтовой линии канавки шириной и глубиной до 5—6 мм (см. рис. 19-16).

Создание турбогенераторов с $P_н > 150$ МВт требует дальнейшей интенсификации методов охлаждения. При этом идут по пути увеличения давления водорода в корпусе до 3—5 атм. При дальнейшем увеличении мощности ($P_н \geqslant 300$ МВт) необходимо перейти к наиболее эффективному способу съема тепла — к внутреннему охлаждению проводников обмоток водородом или водой. Для этой цели применяются полые проводники или в случае охлаждения водородом также проводники с боковыми вырезами для образования вентиляционных каналов (см. рис. 19-17). Водород для охлаждения проводников ротора в турбогенераторах завода «Электро-

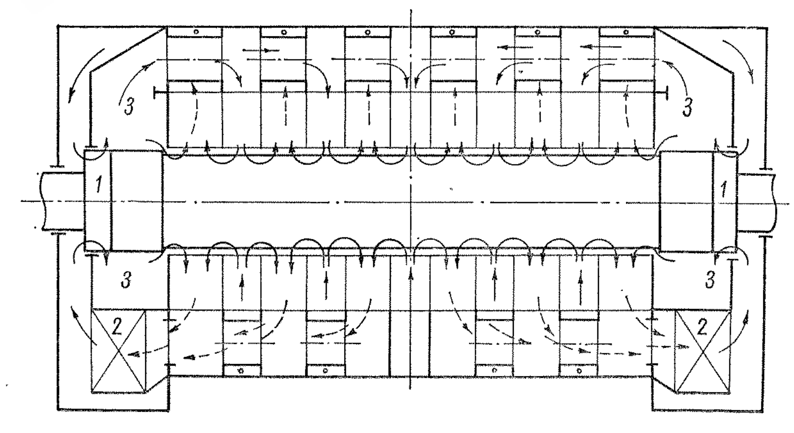


Рис. 19-19. Схема замкнутой системы вентиляции турбогенератора

1 — вентиляторы; *2* — газоохладители; *3* — зоны лобовых частей обмотки статора

сила» забирается через специальные тангенциальные отверстия в клиньях ротора (см. рис. 19-16 и 19-17) и выпускается через такие же отверстия, направленные в обратную сторону и расположенные на другом участке по длине ротора (см. рис. 19-16). Движение водорода по каналам при этом обеспечивается напором, создаваемым в результате вращения ротора. При $P_н \geqslant 500$ МВт иногда переходят к охлаждению полых проводников ротора водой. Обмотки статоров турбогенераторов выполняются с внутренним охлаждением проводников водой при $P_н \geqslant 300$ МВт (рис. 19-20, на котором видны трубки для подвода и отвода воды у лобовых частей обмотки).

Выше указаны номинальные мощности турбогенераторов, при которых необходимо переходить к более интенсивным способам охлаждения, так как в противном случае достижение этих мощностей при наибольших допустимых размерах машины невозможно. Однако переход к более интенсивным способам охлаждения целе-

сообразен и при меньших мощностях, так как это позволяет уменьшить размеры машины, ее массу и стоимость. Этот путь в последнее время и используется на практике. Отметим, что непосредственное охлаждение обмоток водой начинают применять также в мощных гидрогенераторах.

Предельная мощность турбогенератора при внутреннем водяном охлаждении ротора составляет 2000—2500 МВт. При переходе к еще бóльшим мощностям необходимо использовать криогенные

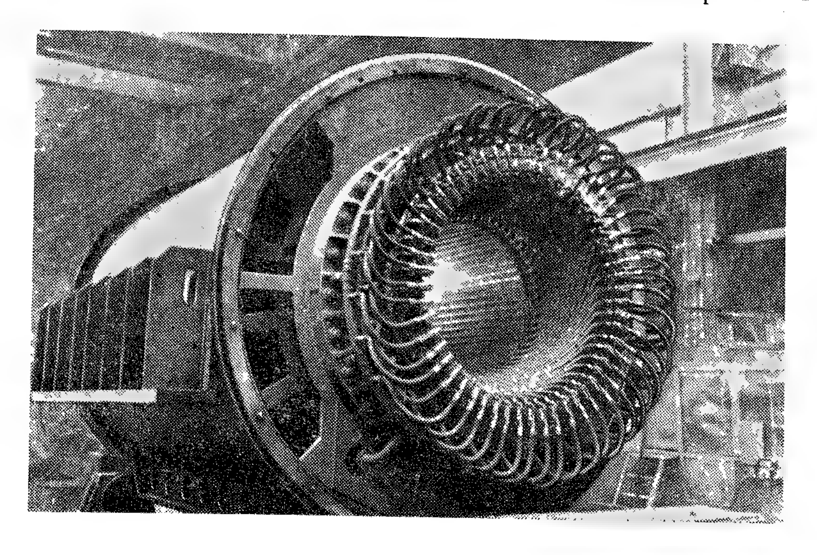


Рис. 19-20. Статор турбогенератора с двухслойной обмоткой, охлаждаемой водой

турбогенераторы, в которых применяются сверхпроводниковые обмотки возбуждения и чья конструкция весьма существенно отличается от конструкции обычных турбогенераторов.

С неявнополюсными роторами изготовляются также мощные синхронные двигатели при $2p = 2$. По аналогии с турбогенераторами такие двигатели называют иногда также турбодвигателями или турбомоторами.

§ 19-4. Особенности устройства многофазных коллекторных машин переменного тока

В разное время был разработан целый ряд различных разновидностей трехфазных коллекторных машин переменного тока. Однако в основе действия каждой из них лежит действие коллек-

тора как преобразователя частоты, благодаря чему частота тока во внешней цепи ротора, за коллектором, не зависит от скорости вращения ротора и всегда равна частоте тока статора. Это обстоятельство в свою очередь позволяет осуществлять электрическую связь цепей статора и ротора и путем видоизменения этой связи придавать машине особые свойства в отношении регулирования скорости вращения и т. д.

Типичная конструкция трехфазной коллекторной машины включает в себя: 1) статор с трехфазной обмоткой, аналогичный статору асинхронной или синхронной машины; 2) ротор, аналогичный якорю машины постоянного тока, и с такой же обмоткой, соединенной с коллектором. На коллекторе на каждом двойном полюсном делении вместо двух щеточных пальцев, как у машины постоянного тока, устанавливаются три щеточных пальца, причем щетки щеточных пальцев каждой фазы соединяются с помощью перемычек параллельно, как и в машине постоянного тока. Кроме того, на статоре и роторе могут быть и некоторые дополнительные обмотки.

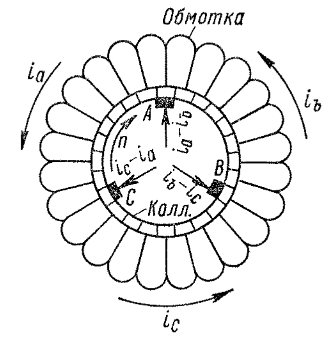


Рис. 19-21. Обмотка якоря (ротора) трехфазной коллекторной машины

Соединенная с коллектором замкнутая якорная обмотка при установке на коллекторе, как указано выше, трехфазного комплекта щеток, сдвинутых относительно друг друга на 120° эл. (рис. 19-21), представляет собой трехфазную обмотку, соединенную в треугольник. Токи через щетки A, B, C равны разностям токов фаз i_a, i_b, i_c. При вращении якоря положение каждой фазы обмотки неизменно и секции обмотки переходят поочередно из одних фаз в другие. При установке шестифазного комплекта щеток, сдвинутых относительно друг друга на 60° эл., получается шестифазная обмотка, соединенная в многоугольник.

Поясним работу коллектора как преобразователя частоты.

На рис. 19-22 схематически изображена машина постоянного тока. Когда ее щетки и полюсы неподвижны ($n_щ = n_Ф = 0$), а якорь вращается со скоростью n, то в обмотке якоря индуктируется э. д. с. (ток) частоты

$$f_я = pn, \tag{19-13}$$

в то время как во внешней цепи якоря и щеток частота $f_щ = 0$. Таким образом, в данном случае коллектор превращает ток с частотой $f_я$ внутри якоря в ток с частотой $f_щ = 0$ во внешней цепи или наоборот.

Если теперь с помощью специального механизма привести щетки во вращение со скоростью $n_щ$, то полярность щеток будет меняться с частотой

$$f_щ = pn_щ \tag{19-14}$$

и во внешней цепи получим ток частоты $f_щ$. Таким образом, теперь коллектор преобразовывает ток с частотой $f_я$ внутри якоря в ток с частотой $f_щ \neq 0$ во внешней цепи или наоборот. Очевидно, что частота $f_щ$ во внешней цепи не изменится, если вместо щеток вращать полюсы со скоростью $n_Ф = n_щ$. При этом изменятся лишь частота в самой обмотке якоря

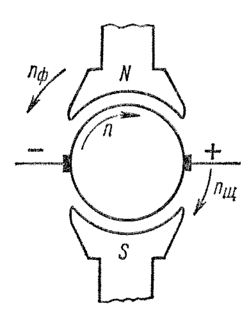


Рис. 19-22. К пояснению работы коллектора как преобразователя частоты

$$f_я = p\,(n \pm n_Ф) \tag{19-15}$$

и значение индуктируемой в ней э. д. с. Такое преобразование частот будет происходить и тогда, когда вместо машины постоянного тока с вращающимися полюсами будем иметь статор многофазной машины переменного тока, который питается током с частотой f_1 и создает магнитное поле со скоростью вращения

$$n_Ф = f_1/p. \tag{19-16}$$

Подставив $n_Ф = n_щ$ из (19-16) в (19-14), получим $f_щ = f_1$, т. е. частоты тока статора и тока внешней цепи ротора равны, как это и указывалось в начале данного параграфа.

Таким образом, частота на щетках многофазной коллекторной машины определяется скоростью вращения магнитного потока относительно неподвижных щеток.

Отметим, что знак плюс в выражении (19-15) относится к случаю встречных направлений вращения ротора и поля, а знак минус — к случаю согласных направлений их вращения.

Особенности работы различных видов коллекторных машин переменного тока весьма индивидуальны и здесь не рассматриваются.

Глава двадцатая

ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 20-1. Э. д. с. обмотки от основной гармоники магнитного поля

Общие замечания. В данной главе рассматриваются э. д. с., индуктируемые в обмотках переменного тока.

При конструировании машин переменного тока стремятся к тому, чтобы индуктируемые в обмотках э. д. с. были синусоидальными. Если э. д. с. индуктируются вращающимся магнитным полем, то для этого необходимо, чтобы распределение магнитной индукции вдоль воздушного зазора было также синусоидальным.

Получение вполне синусоидального распределения магнитного поля практически невозможно, однако для приближения к этой цели применяются различные меры конструктивного характера. Например, для улучшения кривой поля возбуждения явнополюсных синхронных генераторов их полюсные наконечники (рис. 20-1) обычно выполняют с радиусом, несколько меньшим, чем радиус воздушного зазора, в результате чего зазор у края наконечника (δ_m) больше, чем по его середине (δ). На практике $\delta_m/\delta = 1 \div 2$ и коэффициент полюсного перекрытия $\alpha = b_р/\tau = 0{,}60 \div 0{,}75$. Тем не менее и в этом случае кривая поля наряду с основной гармоникой ($\nu = 1$) содержит другие нечетные гармоники ($\nu = 3, 5, 7 \ldots$), амплитуды которых уменьшаются с увеличением их порядка ν.

Вычислим сначала э. д. с., индуктируемую в обмотке основной пространственной гармоникой вращающегося поля ($\nu = 1$).

Э. д. с. проводника. Вращающееся со скоростью $v = 2\tau f$ синусоидальное магнитное поле индуктирует в каждом проводнике витка э. д. с.

$$e_{пр} = E_{m\,пр} \sin \omega t,$$

амплитуда которой

$$E_{m\,пр} = B_\delta l_\delta v = 2f B_\delta l_\delta \tau \tag{20-1}$$

и действующее значение

$$E_{пр} = \frac{E_{m\,пр}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}\, f B_\delta l_\delta \tau, \tag{20-2}$$

где l_δ — расчетная активная длина машины и $B_\delta = B_{m1}$ — амплитуда индукции основной гармоники поля в зазоре.

В ряде случаев как в синхронных, так и в асинхронных машинах для улучшения формы кривой э. д. с. обмотки (см. § 20-3) и для других целей (см. § 25-3) осуществляется скос пазов относительно бегущего магнитного поля. Например, в явнополюсных синхронных машинах небольшой мощности иногда выполняют скос пазов статора относительно полюсных наконечников ротора или наоборот (см. также § 3-2). При этом фазы э. д. с., индуктируемых в отдельных участках проводника (рис. 20-2, *б*) синусоидально распределенным магнитным полем (рис. 20-2, *а*), беспрерывно изменяются вдоль проводника и элементарные э. д. с. ΔE, индуктируемые на обоих концах проводника, сдвинуты по фазе на угол

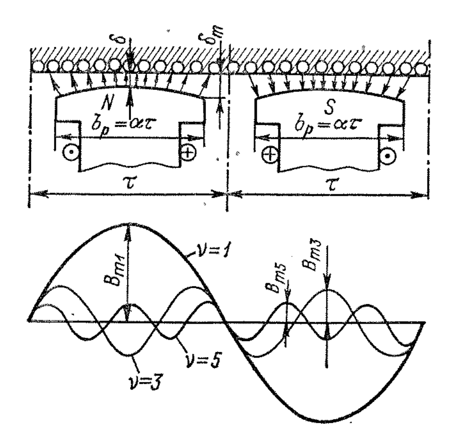


Рис. 20-1. Распределение магнитной индукции поля возбуждения явнополюсной синхронной машины вдоль поверхности статора.

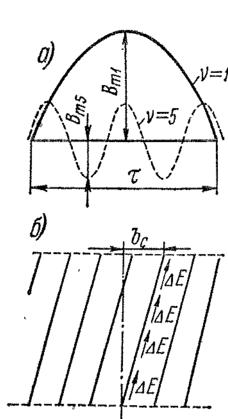


Рис. 20-2. Э. д. с. проводника при скосе пазов

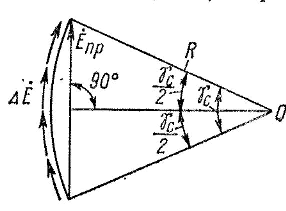


Рис. 20-3. Определение э. д. с. проводника при наличии скоса пазов

$$\gamma_c = \frac{b_c}{\tau}\pi,$$

где b_c — величина скоса.

В этом случае для определения э. д. с. проводника $E_{пр}$ необходимо сложить векторы э. д. с. отдельных участков проводника $\Delta\dot E$ (рис. 20-3). В пределе, если рассматривать бесконечно малые участки проводников, $\Delta\dot E \to 0$ и геометрическая сумма $E_{пр}$ векторов $\Delta\dot E$ изобразится дугой и будет равна хорде окружности, опирающейся на центральный угол γ_c.

При отсутствии скоса $\Delta\dot E$ складываются арифметически и их сумма равна длине дуги на рис. 20-3. Отношение длины хорды на рис. 20-3 к ее дуге

$$k_c = \frac{2R\sin\frac{\gamma_c}{2}}{R\gamma_c} = \frac{\sin\frac{\gamma_c}{2}}{\gamma_c/2}$$

определяет степень уменьшения э. д. с. $E_{пр}$ при наличии скоса и называется **коэффициентом скоса пазов обмотки**. Подставив сюда приведенное выше значение угла γ_c, получим

$$k_c = \frac{\sin\left(\frac{b_c}{\tau}\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{b_c}{\tau}\frac{\pi}{2}}. \quad (20\text{-}3)$$

Очевидно, что при $b_c \to 0$ будет $k_c = 1$.

Таким образом, в общем случае правую часть выражения (20-1) нужно умножить на k_c и, следовательно,

$$E_{пр} = \sqrt{2}\, fB_\delta l_\delta \tau k_c. \quad (20\text{-}4)$$

Обычно скос относительно невелик и значение k_c близко к единице. Например, при $b_c/\tau = 1/6$.

$$k_c = \frac{\sin\frac{\pi}{2\cdot 6}}{\frac{\pi}{2\cdot 6}} = \frac{12}{\pi}\sin 15^\circ = \frac{12}{\pi}\cdot 0{,}259 = 0{,}989,$$

то есть э. д. с. $E_{пр}$ уменьшается на 1,1%.

Э. д. с. витка и катушки. Шаг витка и катушки обмотки переменного тока y по причинам, выясняемым ниже (см. § 20-3), чаще всего несколько укорачивают по сравнению с полюсным делением τ (рис. 20-4), так что относительный шаг

$$\beta = y/\tau \quad (20\text{-}5)$$

обычно меньше единицы.

Э. д. с. двух активных сторон витка $E'_{пр}$ и $E''_{пр}$ (рис. 20-4) имеют одинаковое значение, но сдвинуты по фазе на угол $\beta\pi$ (рис. 20-5), так как активные проводники витка сдвинуты в магнитном поле на такой угол. Э. д. с. витка равна геометрической разности э. д. с. проводников:

$$E_в = \dot E'_{пр} - \dot E''_{пр}$$

и, согласно рис. 20-5,

$$E_в = 2E_{пр}\sin\frac{\beta\pi}{2}. \quad (20\text{-}6)$$

Входящая в выражение (20-6) величина

$$k_у = \sin\frac{\beta\pi}{2} \qquad (20\text{-}7)$$

равна отношению геометрической суммы э. д. с. проводников витка $E_в$ к их арифметической сумме $2E_{пр}$, учитывает уменьшение э. д. с. витка в результате укорочения шага и называется **коэффициентом укорочения шага обмотки.** Очевидно, что величина $E_в$ максимальна при полном шаге ($y = \tau$, $\beta = 1$), когда $k_у = 1$.

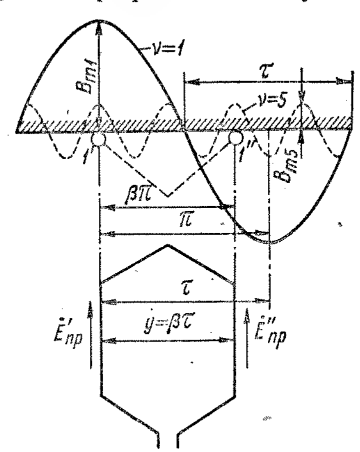


Рис. 20-4. Э. д. с. проводников витка

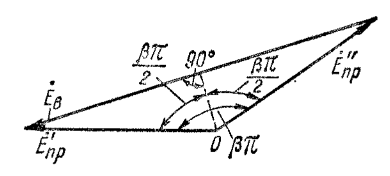


Рис. 20-5. Определение э. д. с. витка

Равенства (20-6) и (20-7) действительны также и при удлиненном шаге ($y > \tau$, $\beta > 1$).

Группа последовательно соединенных витков, уложенная в одни и те же пазы и имеющая, помимо изоляции отдельных витков, также общую пазовую изоляцию от стенок паза, называется **катушкой.** Если катушка содержит $w_к$ витков, то э. д. с. катушки

$$E_к = w_к E_в;$$

на основании выражений (20-4), (20-6) и (20-7)

$$E_к = 2\sqrt{2}\, f w_к k_у k_с B_\delta l_\delta \tau. \qquad (20\text{-}8)$$

Поток одного полюса при синусоидальном распределении индукции

$$\Phi = B_{ср} l_\delta \tau = \frac{2}{\pi} B_\delta l_\delta \tau. \qquad (20\text{-}9)$$

Подставив значение $B_\delta l_\delta \tau$ из этого выражения в (20-8), получим окончательно

$$E_к = \pi\sqrt{2}\, f w_к k_у k_с \Phi = 4{,}44 f w_к k_у k_с \Phi. \qquad (20\text{-}10)$$

Э. д. с. катушечной группы. На рис. 19-5 и 19-6 были представлены обмотки простейшего вида, когда на каждую фазу под одним полюсом имеется только один паз. Обычно для получения достаточного числа проводников и витков в фазе и сохранения в то же время приемлемых размеров пазов число пазов в машине делают больше. При этом ряд (q) катушек, имеющих по одинаковому числу витков $w_к$ и лежащих в соседних пазах, соединяют последовательно (рис. 20-6, где $q = 4$). Такую группу катушек, принадлежащих одной фазе, называют **катушечной группой.** Э. д. с. соседних катушек группы сдвинуты на угол

$$\gamma = 2\pi p/Z \qquad (20\text{-}11)$$

Рис. 20-6. Катушечная группа в магнитном поле

соответственно сдвигу катушек относительно друг друга в магнитном поле (рис. 20-7). При этом вся группа из q катушек занимает по окружности якоря угол (электрический)

$$\alpha = q\gamma = 2\pi pq/Z, \qquad (20\text{-}12)$$

называемый **углом фазной зоны.**

Э. д. с. катушечной группы $\dot{E}_q$ равна геометрической сумме э. д. с. отдельных катушек группы (рис. 20-8) и меньше арифметической суммы э. д. с. этих катушек $qE_к$. Отношение

$$k_р = \frac{E_q}{qE_к} \qquad (20\text{-}13)$$

называется **коэффициентом распределения обмотки** и характеризует уменьшение э. д. с. катушечной группы вследствие распределения ее витков $qw_к$ в q отдельных пазах.

Таким образом, согласно выражению (20-13),

$$E_q = qE_к k_р. \qquad (20\text{-}14)$$

Вокруг фигуры рис. 20-8, образованной векторами $\dot{E}_к$, можно описать окружность радиусом R. Тогда на основании этого рисунка

$$E_q = 2R \sin\frac{\alpha}{2}$$

и

$$E_к = 2R \sin\frac{\gamma}{2} = 2R \sin\frac{\alpha}{2q}.$$

Подставив эти значения E_q и $E_к$ в (20-13), получим формулу для вычисления $k_р$:

$$\boxed{k_р = \frac{\sin\frac{\alpha}{2}}{q \sin\frac{\alpha}{2q}}.} \qquad (20\text{-}15)$$

Очевидно, что при $q = 1$ имеем $k_р = 1$, а при $q > 1$ будет $k_р < 1$.

Если в пределах угла фазной зоны α величину q увеличить, переходя ко все более мелким пазам, то в идеализированном пре-

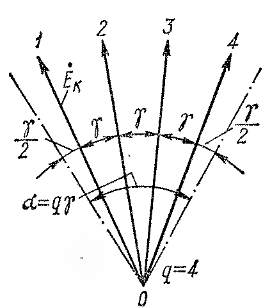


Рис. 20-7. Э. д. с. катушек катушечной группы

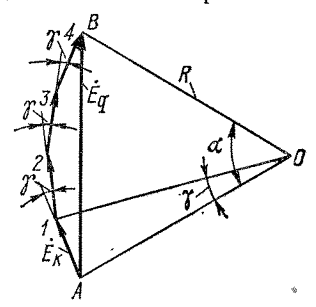


Рис. 20-8. Определение э. д. с. катушечной группы

дельном случае, когда $q = \infty$, получим так называемую **равномерно распределенную обмотку**. Для такой обмотки, заменив в знаменателе (20-15) в связи с малостью угла синус его аргументом, получим

$$\boxed{k_{р\infty} = \frac{\sin\frac{\alpha}{2}}{\alpha/2}.} \qquad (20\text{-}16)$$

При $q = \infty$ ломаная линия AB на рис. 20-8 превращается в дугу AB описанной окружности, так как $E_к \to 0$. Отсюда следует, что

выражение (20-16) вытекает также из рис. 20-8 как отношение хорды AB к дуге AB.

При заданном угле α значение $k_{р\infty}$ является наименьшим значением $k_р$. В реальных случаях, при $1 \leqslant q < \infty$, будет $1 \geqslant k_р > k_{р\infty}$.

На основании выражений (20-10) и (20-14)

$$E_q = \pi \sqrt{2}\, f q w_к k_{об} k_с \Phi, \qquad (20\text{-}17)$$

где величина

$$\boxed{k_{об} = k_у k_р} \qquad (20\text{-}18)$$

учитывает укорочение шага и распределение обмотки и называется **обмоточным коэффициентом**. Величину $k_с$ также можно было бы ввести в качестве сомножителя в выражение для $k_{об}$. Однако обычно этого не делают, так как скос влияет на значение э. д. с. лишь в том случае, когда пазы и проводники обмотки скошены относительно магнитного поля. Иногда же магнитное поле ориентировано вдоль скошенных пазов, и в этом случае скос на значение э. д. с. не влияет.

Э. д. с. фазы обмотки. В многополюсной машине каждая фаза обмотки содержит ряд катушечных групп, лежащих под разными полюсами (см. гл. 21). В наиболее распространенном случае все группы содержат одинаковое число катушек q, занимают поэтому одинаковые углы α и сдвинуты относительно друг друга на целое число полюсных делений. В этом случае э. д. с. всех катушечных групп равны по значению и сдвинуты по фазе на 360° (при сдвиге групп на четное число τ) или на 180° (при сдвиге на нечетное число τ). Такие катушечные группы можно соединить последовательно таким образом, что э. д. с. групп будут складываться арифметически. Возможно также их параллельное и смешанное соединение так, что э. д. с. всех параллельных ветвей будут одинаковы по значению и совпадут по фазе. Если в каждой ветви соединено последовательно n катушечных групп, то действующее значение э. д. с. каждой ветви и фазы обмотки в целом будет

$$E = nE_q$$

или на основании выражения (20-17)

$$\boxed{E = \pi\sqrt{2}\, f w k_{об} k_с \Phi = 4{,}44 f w k_{об} k_с \Phi.} \qquad (20\text{-}19)$$

Здесь

$$w = nqw_к \qquad (20\text{-}20)$$

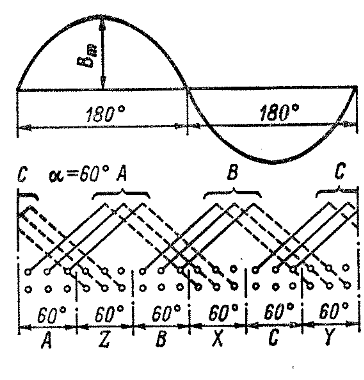
представляет собой число последовательно соединенных витков каждой параллельной ветви и называется **числом витков фазы**.

Если m-фазная обмотка заполняет все Z пазов и имеет a параллельных ветвей, то

$$w = \frac{Zs_п}{2am}, \qquad (20\text{-}21)$$

где $s_п$ — число эффективных проводников в пазу. Эффективный проводник может состоять из одного или некоторого числа параллельных проводников.

В более сложных случаях, когда отдельные катушечные группы состоят из различного числа катушек, также применима формула (20-19), если рассчитывать соответствующим образом коэффициент распределения обмотки $k_р$ (см. § 21-2).



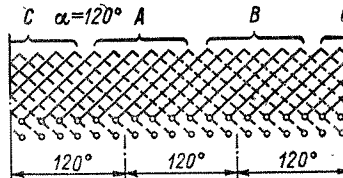


Рис. 20-9. Принцип образования двухслойной трехфазной обмотки с фазными зонами $\alpha = 60°$ и 120°

A, B, C — основные фазные зоны; *X, Y, Z* — фазные зоны, в которых э. д. с. проводников сдвинуты на 180° по отношению соответственно к зонам *A, B, C*

Выражение (20-19) отличается от выражения для э. д. с. обмотки трансформатора только наличием множителя $k_{об}k_с$, который при $b_с \neq 0$, $\beta \neq 1$ и $q > 1$ меньше единицы. Это объясняется тем, что при $b_с \neq 0$ и $\beta \neq 1$ поток полюса сцепляется с катушкой неполностью и при $q > 1$ в каждый момент времени потокосцепление различных катушек различно. Величина $wk_{об}$ называется также **эффективным числом витков обмотки**.

Так как

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega\Psi_m}{\sqrt{2}},$$

то из сопоставления этого выражения с равенством (20-19) следует, что амплитуда потокосцепления фазы обмотки

$$\Psi_m = wk_{об}k_с\Phi.$$

Э. д. с. трехфазной обмотки. Трехфазную обмотку конструируют таким образом, чтобы э. д. с. всех фаз были равны по значению и сдвинуты по фазе на 120°. Такую обмотку называют симметричной. Пространство машины используется в наибольшей степени, когда все Z пазов машины заняты обмоткой. Очевидно, что в симметричной обмотке Z/m = ц. ч.

Симметричную трехфазную обмотку с одинаковыми катушечными группами можно выполнить с фазными зонами $\alpha = 60°$ и $\alpha = 120°$ (рис. 20-9). Очевидно, что обмотка с зоной 60° выгоднее, так как в этом случае векторы э. д. с. катушек группы занимают меньший угол (см. рис. 20-7) и их геометрическая сумма отличается от их арифметической суммы меньше (см. рис. 20-8), чем при $\alpha = 120°$. В частности, для равномерно распределенной обмотки с зоной $\alpha = 60°$ или $\alpha = \pi/3$, согласно выражению (20-16),

$$k_{р\infty} = \frac{\sin\frac{\pi}{2\cdot 3}}{\frac{\pi}{2\cdot 3}} = \frac{6}{\pi}\sin 30° = \frac{3}{\pi} = 0{,}955,$$

а с зоной $\alpha = 120°$ или $\alpha = 2\pi/3$

$$k_{р\infty} = \frac{\sin\frac{2\pi}{2\cdot 3}}{\pi/3} = \frac{3}{\pi}\sin 60° = 0{,}955\cdot 0{,}867 = 0{,}828,$$

т. е. при $\alpha = 120°$ э. д. с. в 0,955 : 0,828 = 1,15 раза меньше и для получения такой же э. д. с., как и при $\alpha = 60°$, число витков и массу меди необходимо увеличить на 15%.

Вследствие сказанного на практике предпочитают применять трехфазные обмотки с зоной 60°, а обмотки с зоной 120° используют в особых случаях. Очевидно, что соединенная с коллектором обмотка якоря трехфазной коллекторной машины (см. рис. 19-21) имеет $\alpha = 120°$. По числу фазных зон на протяжении 2τ обмотки с зоной 60° называются также шестизонными, а с зоной 120° — трехзонными.

В общем случае m-фазную обмотку ($m \geqslant 3$) также можно выполнить с двумя различными фазными зонами:

$$\alpha = \pi/m; \quad \alpha = 2\pi/m. \qquad (20\text{-}22)$$

В первом случае на протяжении 2τ имеется $2m$ фазных зон ($2m$-зонная обмотка), а во втором — m зон (m-зонная обмотка). Очевидно, что первый случай более выгоден и для него, согласно выражению (20-15),

$$k_р = \frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q\sin\frac{\pi}{2mq}}. \qquad (20\text{-}23)$$

При этом

$$q = \frac{Z}{2pm} \qquad (20\text{-}24)$$

представляет собой **число пазов на полюс и фазу**, а выражение (20-21) можно записать также в следующем виде:

$$w = pqs_{п}/a. \qquad (20\text{-}25)$$

Значения коэффициентов распределения обмотки для трехфазных обмоток с фазной зоной 60° для основной гармоники ($\nu = 1$) и высших гармоник приведены в табл. 20-1.

Таблица 20-1

Коэффициенты распределения $k_{p\nu}$ шестизонных трехфазных обмоток

ν \ q	2	3	4	5	6	∞
1	**0,966**	**0,960**	**0,958**	**0,957**	**0,957**	**0,955**
3	0,707	0,667	0,654	0,646	0,644	0,636
5	0,259	0,217	0,205	0,200	0,197	0,191
7	—0,259	—0,177	—0,158	—0,149	—0,145	—0,136
9	—0,707	—0,333	—0,270	—0,247	—0,236	—0,212
11	**—0,966**	—0,177	—0,126	—0,110	—0,102	—0,087
13	**—0,966**	0,217	0,126	0,102	0,092	0,073
15	—0,707	0,667	0,270	0,200	0,172	0,127
17	—0,259	**0,960**	0,158	0,102	0,084	0,056
19	0,259	**0,960**	—0,205	—0,110	—0,084	—0,050
21	0,707	0,667	—0,654	—0,247	—0,172	—0,091
23	**0,966**	0,217	**—0,958**	—0,149	—0,092	—0,041
25	**0,966**	—0,177	**—0,958**	0,200	0,102	0,038
27	0,707	—0,333	—0,654	0,646	0,236	0,071
29	0,259	—0,177	—0,205	**0,957**	0,145	0,033
31	—0,259	0,217	0,158	**0,957**	—0,197	—0,051
33	—0,707	0,667	0,270	0,646	—0,644	—0,058
35	**—0,966**	**0,960**	0,126	0,200	**—0,957**	—0,027
37	**—0,966**	**0,960**	—0,126	—0,149	**—0,957**	0,026
39	—0,707	0,667	—0,270	—0,247	—0,644	0,049
41	—0,259	0,217	—0,158	—0,110	—0,197	0,023
43	0,259	—0,177	0,205	0,102	0,145	—0,022
45	0,707	—0,333	0,654	0,200	0,236	—0,042
47	**0,966**	—0,177	**0,958**	0,102	0,102	—0,020

Э. д. с. двухфазной обмотки. В машинах специального назначения нередко применяются двухфазные обмотки ($m = 2$), в которых э. д. с. фаз сдвинуты на 90°. Такие обмотки также выполняются с заполнением всех пазов (см. рис. 21-20), и фазная зона $\alpha = 90°$. При этом для k_p и q пригодны формулы (20-23) и (20-24).

Э. д. с. однофазной обмотки. Обмотку однофазной машины можно выполнить с заполнением всех пазов машины. Катушечная группа, или фазная зона, при этом занимает целое полюсное деление и $\alpha = 180°$ или $\alpha = \pi$, причем, согласно выражению (20-16),

$$k_{p\infty} = \frac{\sin\frac{\pi}{2}}{\pi/2} = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

Таким образом, в этом случае коэффициент k_p мал, так как складываются векторы э. д. с. катушек, занимающие большой угол (см. рис. 20-7 и 20-8). Это невыгодно, и поэтому обычно применяют однофазные обмотки, заполняющие две трети пазов машины. При этом фазная зона занимает $\frac{2}{3}\tau$ и $\alpha = 120°$ или $\alpha = \frac{2}{3}\pi$. В данном случае в соответствии с выражением (20-16)

$$k_{p\infty} = \frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\pi/3} = \frac{3}{\pi}\sin 60° = 0{,}828$$

и для получения одинаковых э. д. с. потребуется в 0,828 : 0,637 = = 1,3 раза меньше активных проводников или витков.

Соотношения, приведенные выше, действительны также в случае, когда синусоидально распределенное магнитное поле неподвижно относительно обмотки, но изменяется во времени или пульсирует по синусоидальному закону с частотой f.

§ 20-2. Э. д. с. обмотки от высших гармоник магнитного поля

Полученные в § 20-1 выражения нетрудно распространить на э. д. с. E_ν, индуктируемую в обмотке высшей пространственной гармоникой магнитного поля (см. рис. 20-1). Действительно, полюсное деление ν-гармоники τ_ν в ν раз меньше τ, и поэтому, если сдвиг двух проводников витка относительно основной гармоники ($\nu = 1$) составляет угол $\beta\pi$, то относительно ν-й гармоники этот сдвиг равен $\nu\beta\pi$ (см. рис. 20-4). В результате при определении коэффициента укорочения для ν-й гармоники вместо выражения (20-7) надо пользоваться равенством

$$k_{y\nu} = \sin\frac{\nu\beta\pi}{2}. \qquad (20\text{-}26)$$

Сдвиг фаз э. д. с. соседних катушек группы также будет в ν раз больше (см. рис. 20-6, 20-7 и 20-8), и поэтому коэффициент рас-

пределения надо вычислять не по (20-15) и (20-23), а по формулам:

$$k_{p\nu}=\frac{\sin\frac{\nu\alpha}{2}}{q\sin\frac{\nu\alpha}{2q}}; \quad (20\text{-}27)$$

$$k_{p\nu}=\frac{\sin\frac{\nu\pi}{2m}}{q\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}. \quad (20\text{-}28)$$

Аналогично угол скоса паза относительно поля ν-й гармоники (см. рис. 20-2) также будет в ν раз больше, и поэтому вместо выражения (20-3) для коэффициента скоса получим

$$k_{c\nu}=\frac{\sin\frac{\nu b_c}{\tau}\frac{\pi}{2}}{\frac{\nu b_c}{\tau}\frac{\pi}{2}}. \quad (20\text{-}29)$$

Обмоточный коэффициент для высшей гармоники

$$k_{об\nu}=k_{y\nu}k_{p\nu}. \quad (20\text{-}30)$$

Отдельные сомножители $k_{об\nu}$, $k_{c\nu}$ и произведение $k_{об\nu}k_{c\nu}$ в целом при вычислениях по приведенным формулам могут получиться отрицательными. Это будет означать поворот фазы E_ν на 180° по сравнению со случаем, когда произведение $k_{об\nu}k_{c\nu}$ положительно.

Вместо выражения (20-19) для э. д. с. фазы от высшей гармоники поля будем иметь

$$E_\nu=\pi\sqrt{2}\,f_\nu w k_{об\,\nu}k_{c\nu}\Phi_\nu. \quad (20\text{-}31)$$

При этом поток ν-й гармоники определяется по выражению, аналогичному (20-9):

$$\Phi_\nu=\frac{2}{\pi}B_{\delta\nu}l_\delta\tau_\nu=\frac{2}{\pi\nu}B_{\delta\nu}l_\delta\tau. \quad (20\text{-}32)$$

Здесь принято во внимание, что полюсное деление для ν-й гармоники τ_ν в ν раз меньше полюсного деления основной гармоники.

Частота э. д. с. от высшей гармоники поля f_ν зависит от скорости вращения этой гармоники. Например, все гармоники поля возбуждения синхронной машины (см. рис. 20-1) вращаются со скоростью вращения полюсов, т. е. с одинаковой скоростью. Однако число полюсов ν-й гармоники в ν раз больше, и поэтому в данном случае $f_\nu=\nu f$, т. е. высшие гармоники поля индуктируют э. д. с. высших частот или высшие гармоники э. д. с. В других случаях все э. д. с. E_ν могут иметь одинаковую частоту (см. § 23-2).

Если э. д. с. от различных гармоник поля имеют различные частоты, то действующее значение суммарной, или полной, э. д. с.

$$E_\Sigma=\sqrt{E_1^2+E_3^2+E_5^2+\ldots+E_\nu^2+\ldots} \quad (20\text{-}33)$$

§ 20-3. Улучшение формы кривой э. д. с.

Постановка вопроса. Если, как, например, в синхронных машинах высшие пространственные гармоники поля возбуждения индуктируют в обмотке высшие временные гармоники э. д. с., то полная э. д. с. обмотки будет изменяться во времени несинусоидально.

Как уже указывалось (см. § 13-1), высшие гармоники э. д. с. могут вызвать в электрических сетях и приемниках ряд нежелательных явлений. Поэтому необходимо принять меры к их подавлению. Первой из таких мер является улучшение формы кривой распределения самого магнитного поля и ее приближение к синусоидальной. Такая мера в отношении явнополюсной синхронной машины рассматривалась в начале § 20-1. Однако получить вполне приемлемые результаты при этом не удается.

Поэтому стремятся подавлять высшие гармоники э. д. с. с помощью соответствующей конструкции обмоток. К таким конструктивным мерам относятся: 1) укорочение шага обмотки; 2) распределение обмотки по пазам таким образом, чтобы число катушек в катушечной группе было $q>1$; 3) скос пазов обмотки. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Э. д. с. от третьей гармоники поля. Три фазы обмотки A, B, C сдвинуты относительно друг друга по отношению к гармонике поля $\nu=1$ на 120°, по отношению к гармонике $\nu=3$ на $3\cdot120°=360°$ или 0°, по отношению к гармонике $\nu=5$ на $5\cdot120°=600°$ или 240°, по отношению к гармонике $\nu=7$ на $7\cdot120°=840°$ или 120° и т. д. (рис. 20-10). На такие же углы сдвинуты соответствующие гармоники э. д. с. этих фаз. Таким образом, э. д. с. гармоник $\nu=3$ и кратных им ($\nu=9$, 15, 21 и т. д.) в разных фазах обмотки совпадают по фазе и поэтому при соединении обмотки в звезду (рис. 20-11, *а*) в линейных напряжениях эти гармоники будут отсутствовать. При соединении обмотки в треугольник (рис. 20-11, *б*)

э. д. с. гармоник $\nu = 3$ складываются, вызывают ток третьей гармоники i_3, циркулирующий по замкнутому треугольнику, и расходуются на падения напряжения внутри обмотки. Поэтому и в данном случае линейные напряжения не содержат третьих гармоник.

Отметим, что соединения обмотки в треугольник стремятся избегать, так как появляющиеся при этом третьи гармоники тока вызывают излишние потери и нагрев обмоток. В однофазных обмотках с фазной зоной $\alpha = 120°$ э. д. с. гармоник $\nu = 3, 9, 15 \ldots$ всегда равны нулю, так как на основании выражения (20-27) для этих гармоник $k_{p\nu} = 0$.

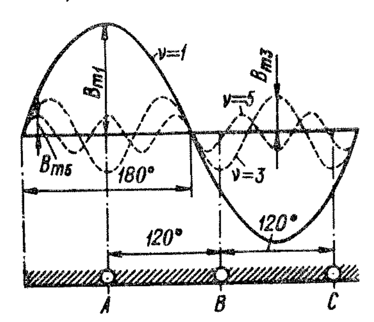


Рис. 20-10. Положение пространственных гармоник поля относительно отдельных фаз трехфазной обмотки

По изложенным причинам при конструировании обмоток обычно необходимо заботиться об уменьшении влияния гармоник, не кратных трем.

Укорочение шага обмотки. При $\beta = 1$, согласно формуле (20-26), для всех нечетных гармоник $k_{y\nu} = \pm 1$, т. е. в э. д. с. витка э. д. с. всех гармоник проявляются в полной мере. Однако соответствующим выбором шага обмотки можно в принципе добиться уничтожения любой определенной гармоники э. д. с. Например, если сократить шаг на 1/5 полюсного деления, то $\beta = 4/5$, в соответствии с формулой (20-26) для $\nu = 5$

$$k_{y\nu} = \sin\frac{5 \cdot 4\pi}{5 \cdot 2} = \sin 2\pi = 0$$

и поэтому также $E_5 = 0$. Такой результат объясняется тем, что при указанном укорочении шага э. д. с. от 5-й гармоники поля в двух активных проводниках витка совпадают по фазе и в контуре витка действуют встречно друг другу (см. рис. 20-4). Такого же результата можно достичь, если взять $\beta = 6/5$, однако удлинение шага невыгодно, так как в большинстве случаев это вызывает увеличение расхода обмоточного провода.

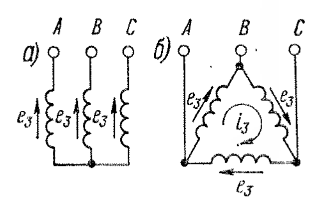


Рис. 20-11. Третьи гармоники э. д. с. в трехфазной обмотке

Если желательно уничтожить 7-ю гармонику, то следует укоротить шаг на 1/7 полюсного деления, т. е. взять $\beta = 6/7$ и т. д.

Достичь одновременного уничтожения всех гармоник невозможно. Поэтому следует стремиться к наибольшему ослаблению наиболее сильных гармоник, которыми обычно являются гармоники наименьшего порядка, т. е. $\nu = 5$ и $\nu = 7$. Для этой цели подходит

укорочение шага на $\frac{1}{6}\tau$, когда $\beta = 5/6 = 0{,}833$. При этом

$$k_{y5} = \sin\frac{5 \cdot 5 \cdot 180°}{6 \cdot 2} = \sin 375° = \sin 15° = 0{,}259$$

и

$$k_{y7} = \sin\frac{7 \cdot 5 \cdot 180°}{6 \cdot 2} = \sin 525° = \sin 165° = 0{,}259,$$

то есть э. д. с. этих гармоник уменьшаются почти в четыре раза по сравнению со случаем, когда $\beta = 1$. В то же время при $\beta = 5/6$

$$k_{y1} = k_y = \sin\frac{5 \cdot 180°}{6 \cdot 2} = \sin 75° = 0{,}966,$$

т. е. основная гармоника э. д. с. уменьшается незначительно.

Укорочение шага возможно только на целое число зубцовых делений. Поэтому не всегда можно иметь $\beta = 5/6$ и обычно берут $\beta = 0{,}80 \div 0{,}86$.

Распределение обмотки. При $q = 1$, согласно выражениям (20-27) и (20-28), для всех гармоник $k_{p\nu} = \pm 1$ и поэтому ослабления гармоник э. д. с. в обмотке за счет ее распределения в пазах не происходит. Однако если $q > 1$, то для многих гармоник $|k_{p\nu}| < k_{p1}$ (см. табл. 20-1) и э. д. с. соответствующих гармоник значительно уменьшаются. Это объясняется тем, что э. д. с. катушек катушечной группы для ν-й гармоники сдвинуты на углы $\nu\gamma$ вместо углов γ для $\nu = 1$ (см. рис. 20-6, 20-7 и 20-8), в результате чего эти э. д. с. складываются под бóльшими углами и их сумма уменьшается. В то же время, как видно из табл. 20-1, для $\nu = 1$ значения $k_{p1} = k_p$ близки к единице, т. е. распределение обмотки мало влияет на основную гармонику э. д. с.

Гармоники зубцового порядка и скос пазов. Из табл. 20-1 видно также, что и при $q > 1$ для ряда гармоник $k_{p\nu} = \pm k_{p1}$ (числа, выделенные жирным шрифтом), т. е. ослабления э. д. с. этих гармоник не происходит. Такие гармоники $\nu = \nu_z$ называются *гармониками зубцового порядка*. Их порядок

$$\boxed{\nu_z = 2mqk \pm 1 = k\frac{Z}{p} \pm 1,} \qquad (20\text{-}34)$$

где $k = 1, 2, 3, \ldots$, при $k = 1$ близок к числу зубцов на пару полюсов Z/p, чем и обусловлено их название. Для трехфазной обмотки

$$\boxed{\nu_z = 6qk \pm 1.} \qquad (20\text{-}35)$$

Например, при $q = 2$, согласно равенству (20-35), $\nu_z = 11, 13, 23, 25 \ldots$ При $q = 1$ все гармоники $\nu = 5, 7, 11, 13 \ldots$ являются гармониками зубцового порядка.

В поле возбуждения синхронной машины содержатся все гармоники порядка ν_z. Угол сдвига проводников γ двух соседних пазов для основной гармоники поля определяется равенством (20-11). Для э. д. с. от ν_z-й гармоники поля этот угол в ν_z раз больше, и на основании выражений (20-11) и (20-34)

$$\gamma_{\nu z} = \nu_z \gamma = \left(k\frac{Z}{p} \pm 1\right)\frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \gamma, \quad (20\text{-}36)$$

что эквивалентно углу $\pm\gamma$. Таким образом, э. д. с. проводников отдельных пазов от ν_z-й гармоники поля сдвинуты относительно друг друга на такие же углы, как и э. д. с. от основной гармоники поля. Поэтому векторы этих э. д. с. складываются в контуре витка и в катушечной группе под одинаковыми углами сдвига фаз. В связи с этим не только коэффициенты распределения, но и коэффициенты укорочения шага для гармоник $\nu = 1$ и $\nu = \nu_z$ одинаковы. Таким образом, укорочением шага обмотки и выбором целого числа $q > 1$ нельзя достичь уничтожения или ослабления высших гармоник э. д. с. от гармоник поля зубцового порядка. Однако при увеличении q увеличивается порядок гармоник ν_z, и поскольку гармоники высших порядков в кривой поля выражены слабее, то увеличение q все же способствует улучшению формы кривой э. д. с. обмотки.

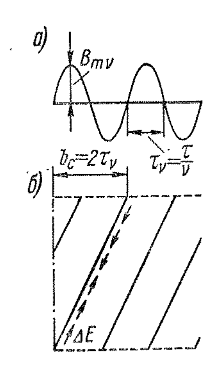


Рис. 20-12. Случай, когда при скосе пазов $E_\nu = 0$

Уменьшение высших гармоник э. д. с., в частности, от гармоник поля зубцового порядка возможно также осуществлением скоса пазов или полюсных наконечников. Если, например, выбрать величину скоса

$$b_c = 2\tau_\nu = 2\tau/\nu,$$

то, согласно выражению (20-29), $k_{c\nu} = 0$ и по формуле (20-31) $E_\nu = 0$. Физически это объясняется тем, что при этом в отдельных участках проводника индуктируются одинаковые по значению и обратные по направлению э. д. с. (рис. 20-12).

Наиболее сильными являются первые гармоники зубцового порядка, для которых в выражениях (20-34) и (20-35) $k = 1$. Э. д. с. одной из этих гармоник будет равна нулю, если взять

$$b_c = \frac{2\tau}{\nu_z} = \frac{2p\tau}{Z \pm p}.$$

На практике обычно скос берут равным зубцовому делению:

$$b_c = 2p\tau/Z, \quad (20\text{-}37)$$

и тогда э. д. с. от всех гармоник зубцового порядка будут значительно ослаблены.

Влияние пазов. Рассмотрим влияние пазов статора на кривую поля возбуждения синхронной машины и на э. д. с. обмотки статора.

На рис. 20-13, *а* схематически изображены полюсы синхронной машины и ее статор с пазами при $Z/p = 12$. На рис. 20-13, *б* показан характер кривой распределения магнитной индукции поля возбуждения полюсов при отсутствии (сплошная линия) и при наличии (штриховая линия) пазов. На рис. 20-13, *в* представлены такие же кривые для случая, когда кривая поля возбуждения при отсутствии пазов содержит только основную гармонику.

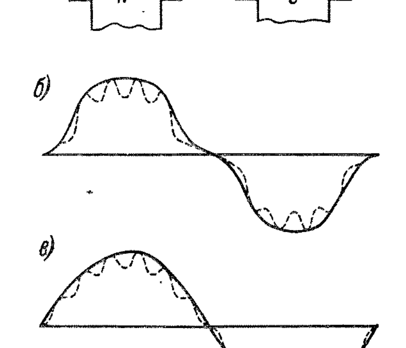


Рис. 20-13. Форма кривой поля возбуждения синхронной машины при наличии пазов на статоре

Как следует из рис. 20-13, пазы искажают кривую поля. Можно представить себе, что наличие пазов и зубцов вызывает ряд дополнительных гармоник поля, которые накладываются на первоначальную кривую поля и могут быть названы зубцовыми гармониками поля.

Если первоначальное поле синусоидально (рис. 20-13, *в*), то при наличии пазов возникают дополнительные вращающиеся гармоники поля, имеющие порядок

$$\nu_z = k\frac{Z}{p} \pm 1; \quad k = 1, 2, 3, \ldots \quad (20\text{-}38)$$

Эти гармоники содержат в ν_z раз больше полюсов, чем основная гармоника, но вращаются, как можно показать, со скоростью, также в ν_z раз меньшей, и поэтому индуктируют в обмотке статора э. д. с. основной частоты.

Таким образом, если поле возбуждения при отсутствии пазов синусоидально, то наличие пазов, несмотря на искажение кривой поля, не приводит к искажению кривой э. д. с. Искажение кривой э. д. с. связано только с наличием высших гармоник в первоначальной кривой поля (сплошная линия на рис. 20-13, *б*). Более подроб-

ный анализ этого вопроса показывает, что при Z/p, равном целому четному числу, наличие пазов вызывает многократное увеличение тех высших гармоник э. д. с., которые индуктируются нечетными гармониками поля зубцового порядка ν_z [см. равенство (20-34)], содержащимися в первоначальной кривой поля. В этом и заключается вредное влияние пазов на форму кривой э. д. с. При Z/p, равном целому четному числу, эффективной мерой борьбы с этим влиянием является скос пазов или полюсных наконечников. При Z/p, не равном целому четному числу, применяются так называемые дробные обмотки (см. § 21-2), которые обеспечивают хорошую форму кривой э. д. с.

Глава двадцать первая

ОБМОТКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 21-1. Трехфазные двухслойные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу

Общие сведения о трехфазных обмотках. Обмотки переменного тока подразделяются на однослойные и двухслойные.

В современных машинах переменного тока применяются преимущественно двухслойные обмотки.

В двухслойных обмотках, как и в якорных обмотках машин постоянного тока (см. гл. 3), стороны катушек лежат в пазах в два слоя и каждая катушка одной стороной лежит в верхнем, а другой стороной — в нижнем слое. При этом все катушки имеют одинаковые размеры и форму. Широкое применение двухслойных обмоток объясняется следующими их преимуществами: 1) возможностью укорочения шага на любое число зубцовых делений, что выгодно с точки зрения подавления высших гармоник э. д. с. и н. с. обмоток (см. § 20-3 и 22-1) и уменьшения расхода обмоточного провода; 2) одинаковыми размерами и формами всех катушек, что упрощает и облегчает изготовление обмоток; 3) относительно простой формой лобовых частей катушек (см. рис. 19-20), что также упрощает изготовление обмотки.

Как и якорные обмотки машин постоянного тока, двухслойные обмотки переменного тока делятся на петлевые и волновые, которые в электромагнитном отношении равноценны. Преимущественно применяются петлевые обмотки. Волновые же обмотки используются обычно при числе витков в катушке $w_к = 1$.

В подавляющем большинстве случаев применяются трехфазные обмотки с фазной зоной $\alpha = 60°$, и поэтому мы ограничимся рассмотрением этих обмоток. После изучения таких обмоток нетрудно составить также, если это потребуется, схемы обмоток с зоной $\alpha = 120°$.

Обмотки могут иметь как целое, так и дробное число пазов на полюс и фазу q [(см. равенство 20-24)]. В последнем случае обмотки называются дробными.

Петлевые обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу. В качестве примера рассмотрим обмотку с $Z = 24$ и $2p = 4$. Тогда

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2$$

и полюсное деление, выраженное в зубцовых делениях,

$$\tau = mq = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6.$$

Выберем шаг обмотки $y = 5$ зубцовых делений. Тогда относительный шаг

$$\beta = y/\tau = 5/6 = 0{,}833.$$

Схема этой обмотки при последовательном соединении всех катушечных групп фазы изображена на рис. 21-1, причем для большей наглядности разные фазы показаны линиями разного характера. Порядок составления схемы рис. 21-1 можно пояснить следующим образом.

Сначала распределяем верхние стороны катушек (пазов) по фазным зонам по $q = 2$ стороны (пазов) в каждой зоне. Если пазы *1* и *2* отвести для зоны фазы A, то зоне фазы B нужно отвести пазы *5* и *6*, так как фаза B должна быть сдвинута относительно фазы A на 120°, т. е. на две зоны по 60° или на 4 паза ($1 + 4 = 5$; $2 + 4 = 6$). Зона C сдвинута относительно зоны B также на 120° и занимает пазы $5 + 4 = 9$ и $6 + 4 = 10$. На протяжении следующего двойного полюсного деления (пазы *13—24*) чередование зон A, B и C происходит с такой же закономерностью (зона A — пазы *13*, *14*; зона B — пазы *17*, *18*; зона C — пазы *21*, *22*). Таким образом, распределена половина фазных зон и пазов верхнего слоя. Другие фазные зоны также распределяем по фазам A, B, C и обозначаем их соответственно X, Y, Z. При этом для зон X, принадлежащих фазе A, отводим пазы, которые сдвинуты относительно зон A на $\tau = 6$ пазов, т. е. пазы $1 + 6 = 7$, $2 + 6 = 8$, $13 + 6 = 19$, $14 + 6 = 20$. Аналогично зонам Y принадлежат пазы $5 + 6 = 11$, $6 + 6 = 12$, $17 + 6 = 23$, $18 + 6 = 24$, а зонам Z — пазы $9 - 6 =$

$= 3$, $10 - 6 = 4$, $21 - 6 = 15$, $22 - 6 = 16$. Различие между зонами A, B, C и X, Y, Z состоит в том, что э. д. с. в соответствующих сторонах катушек (например, катушек зон A и X) сдвинуты по фазе на 180° вследствие их сдвига в магнитном поле на одно или нечетное число полюсных делений.

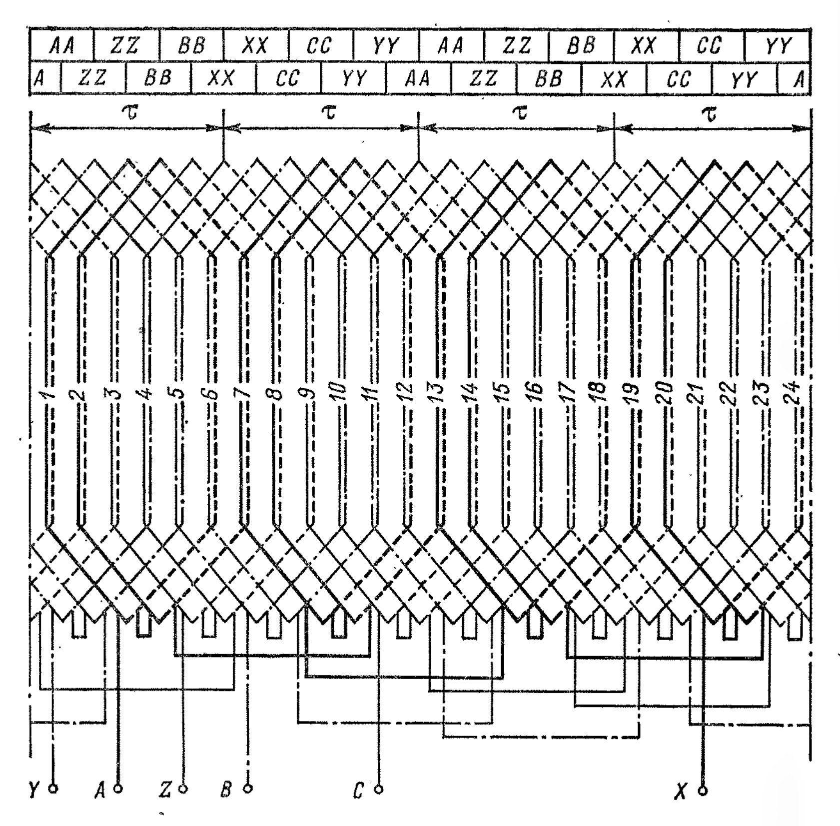


Рис. 21-1. Схема трехфазной двухслойной петлевой обмотки с $Z = 24$, $m = 3$, $2p = 4$, $q = 2$, $y = 5$, $\beta = 5/6$

В результате получим распределение верхних сторон катушек (пазов) по фазным зонам, изображенное в верхнем ряду верхней части рис. 21-1.

Поскольку в рассматриваемом случае шаг укорочен на одно зубцовое деление, то нижние стороны катушек (пазов) будут сдвинуты на одно зубцовое деление влево, как это изображено в нижнем ряду верхней части рис. 21-1. Отметим, что распределение

нижних сторон по зонам можно и не производить, так как оно получится автоматически при вычерчивании лобовых соединений катушек.

Весьма важно отметить, что полученное на рис. 21-1 чередование фазных зон A, Z, B, X, C, Y с q пазами в каждой зоне, повторяющееся на протяжении каждого двойного полюсного деления, характерно для любой трехфазной обмотки с фазной зоной $\alpha = 60°$ и поэтому нет надобности производить каждый раз приведенные выше расчеты.

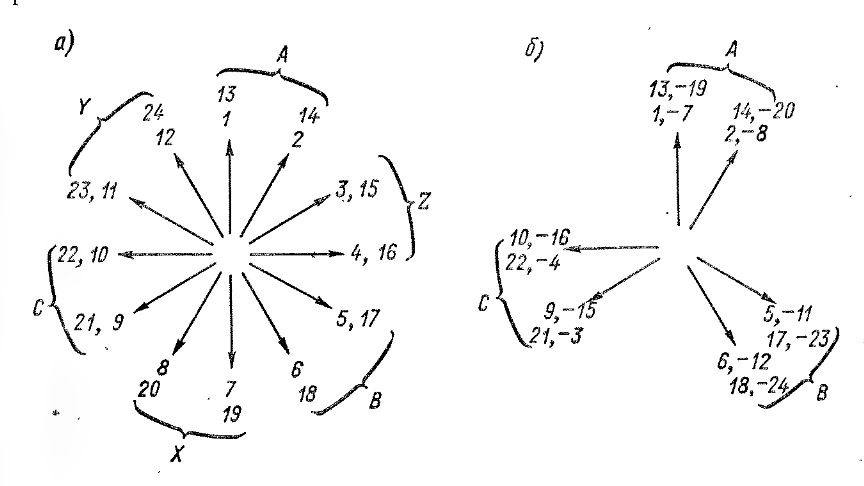


Рис. 21-2. Звезда пазовых э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 21-1

Распределение пазов по фазам можно произвести также на основании звезды пазовых э. д. с. обмотки (рис. 21-2).

Сдвиг э. д. с. проводников соседних пазов по фазе

$$\gamma = \frac{p \cdot 360°}{Z} = \frac{p \cdot 360°}{2pmq} = \frac{180°}{mq}. \qquad (21\text{-}1)$$

В рассматриваемом случае $\gamma = 180°/(3 \cdot 2) = 30°$, как изображено на рис. 21-2, *а*. После обхода векторов пазовых э. д. с. на протяжении двух полюсных делений (в нашем случае векторы *1*—*12*) звезда векторов э. д. с. при целом q будет повторяться вследствие совпадения э. д. с. соответствующих пазов (*1* и $1 + 12 = 13$ и т. д.) по фазе. Если отвести первые два вектора (рис. 21-2) для зоны A (векторы *1*; *2* и *13*; *14*), то векторы зон B и C будут сдвинуты от векторов A на 120 и 240°. Векторы зон X, Y, Z будут сдвинуты относительно векторов зон A, B, C соответственно на 180°. В результате получим такое же распределение пазов по зонам, как показано в верхнем ряду на рис. 21-1.

На схеме рис. 21-1 для каждого паза начерчены два проводника (стороны катушки). Будем считать, что левые из них расположены в верхних слоях, а правые — в нижних. Катушки будем нумеровать по верхним сторонам. Так как э. д. с. соседних катушек тоже сдвинуты на $\gamma = 30^\circ$, то звезду э. д. с. пазов (рис. 21-2) можно рассматривать и как звезду э. д. с. катушек.

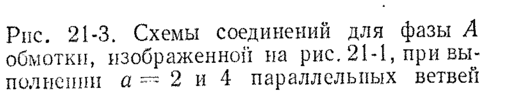


Рис. 21-3. Схемы соединений для фазы A обмотки, изображенной на рис. 21-1, при выполнении $a = 2$ и 4 параллельных ветвей

В пределах каждой катушечной группы $q = 2$ катушки соединяются последовательно. Таким образом, для фазы A на рис. 21-1 получим четыре группы, состоящие соответственно из катушек *1—2*, *7—8*, *13—14* и *19—20*. Все они соединены последовательно, причем группы *7—8* и *19—20* «вывернуты» по отношению к группам *1—2* и *13—14* (конец группы *1—2* соединен с концом же группы *7—8* и т. д.), чтобы э. д. с. всех групп складывались друг с другом. Аналогично произведено соединение групп в других фазах.

Включение катушечных групп зон X, Y, Z в цепь обмотки во встречном направлении эквивалентно повороту векторов э. д. с. катушек этих зон на 180°. При этом вместо рис. 21-2, *а* получим диаграмму э. д. с. катушек, изображенную на рис. 21-2, *б*, состоящую из трех секторов, в каждом из которых имеется $q = 2$ луча и $2pq = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$ векторов соответственно числу катушек в фазе. Э. д. с. каждой фазы равна сумме векторов э. д. с. катушек соответствующего сектора. Очевидно, что э. д. с. всех фаз будут равны и сдвинуты по фазе на 120°.

В качестве начал фаз A, B и C на рис. 21-1 взяты начала катушек *1*, *5* и *9* со сдвигом на 120°. Концы фаз X, Y, Z на рис. 21-1 соответствуют началам катушек *19*, *23* и *3*. Начала и концы фаз можно взять также иначе. Например, на рис. 21-1 можно соединить концы фаз

A и X, разрезать затем любое междугрупповое соединение фазы A и полученные концы взять за начала и концы фазы A.

Число катушечных групп в каждой фазе двухслойной обмотки с фазной зоной $\alpha = 60^\circ$ равно числу полюсов $2p$. Э. д. с. всех групп равны по значению, а с учетом «вывертывания» катушечных групп X, Y, Z совпадают также по фазе. Поэтому в двухслойной обмотке с целым q можно выполнить до $a = 2p$ совершенно равноценных параллельных ветвей, в которых индуктируются э. д. с., одинаковые по значению и совпадающие по фазе. Например, в рассматриваемом случае ($2p = 4$) обмотку можно выполнить с $a = 1$; 2 или 4 (рис. 21-3) параллельными ветвями. Стрелками на рис. 21-3 указаны направления токов параллельных ветвей.

Волновые обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу. В мощных машинах переменного тока, в частности в крупных турбо- и гидрогенераторах, вследствие большого магнитного потока и большого числа катушек необходимое напряжение обмотки статора достигается при числе витков в катушке $w_к = 1$. В этом случае двухслойная обмотка имеет в каждом пазу только два проводника или стержня большого сечения, из которых образованы витки путем пайки в лобовых частях. Такие обмотки называются стержневыми и применяются также в качестве фазных обмоток роторов асинхронных двигателей средней и большой мощности. В последнем случае обмотка выполняется из массивных медных стержней, чем достигается лучшее использование площади паза за счет уменьшения объема изоляционных материалов в пазу. Возможность применения таких обмоток для роторов асинхронных двигателей облегчается тем, что эти обмотки не соединяются с сетью и поэтому не должны быть рассчитаны на стандартные напряжения. Кроме того, лобовые части стержневой обмотки являются более жесткими и не имеют междувитковой изоляции, вследствие чего их крепление против действия центробежных сил облегчается.

Стержневые обмотки можно выполнять как петлевыми, так и волновыми. Однако в большинстве случаев при $2p > 2$ их делают волновыми, так как при этом за счет уменьшения соединений между катушечными группами (см. рис. 21-1) достигается экономия меди и уменьшение трудоемкости изготовления обмотки. Эта экономия особенно ощутима в многополюсных машинах, например в гидрогенераторах.

Схема трехфазной двухслойной стержневой волновой обмотки с теми же данными, что на рис. 21-1, изображена на рис. 21-4. Распределение пазов по фазным зонам производится аналогично, и это распределение такое же, как и на рис. 21-1, а звезда пазовых э. д. с. такая же, как на рис. 21-2. Для удобства обозрения схемы счет пазов на рис. 21-4 начат с отступлением от левого края, т. е. чертеж схемы обмотки как бы разрезан в другом месте по сравнению с рис. 21-1.

Начало фазы A на схеме рис. 21-4 взято из верхнего слоя паза *2*. При обходе этой фазы от ее начала A обойдем виток *2*, лежащий своей верхней стороной в пазу *2*, из конца витка *2* (нижний слой паза *7*) перейдем в виток *14* и в конце этого витка (нижний слой паза *19*) завершим полный обход вокруг якоря. При этом в общем случае

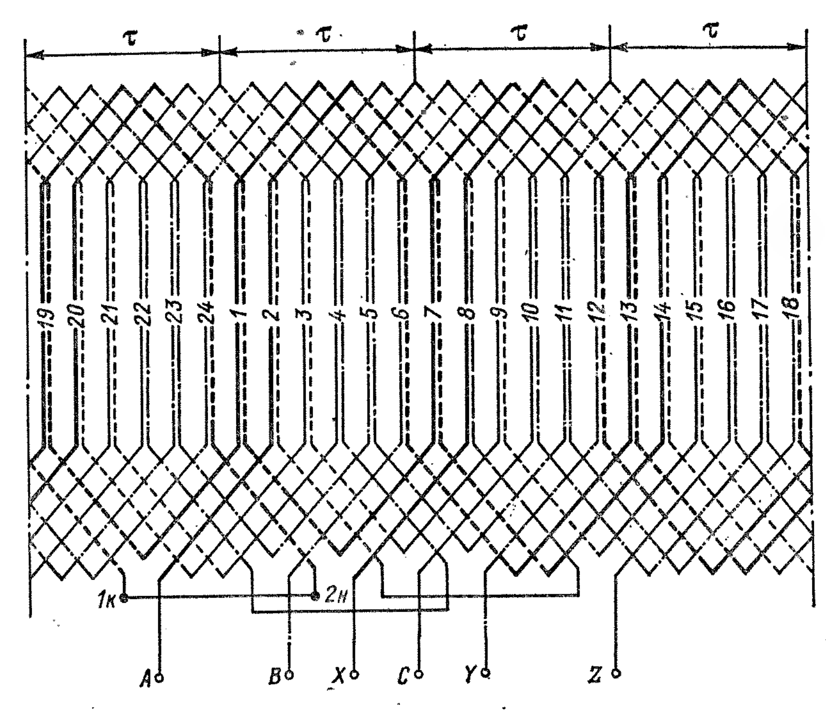


Рис. 21-4. Схема трехфазной двухслойной волновой обмотки с $Z = 24$, $m = 3$, $2p = 4$, $q = 2$, $y = 5$, $\beta = {}^5/_6$

будет обойдено p (в данном случае $p = 2$) витков. Второй обход вокруг якоря начинается с соединения конца витка *14* с началом витка *1*. Это соединение короче (6 зубцовых делений), чем другие соединения (например, соединение между катушками *2* и *14*, имеющее 7 зубцовых делений). При втором обходе якоря пройдем еще $p = 2$ катушки (1-ю и 13-ю) и закончим этот обход выходом из нижней стороны паза *18* (конец *1 к* на рис. 21-4). В данном случае, при $q = 2$, этим заканчивается первый цикл обходов вокруг якоря. При $q = 3$ и 4 и т. д. этот цикл включает 3; 4 и т. д. обходов, причем будет использовано pq витков (катушек) обмотки (в данном случае $2 \cdot 2 = 4$ витка), т. е. половина всех $2pq$ витков (катушек) фазы.

Второй цикл обходов фазы A на схеме рис. 21-4 начат (конец *2н*) из нижней стороны катушки *19* (нижняя сторона паза *24*), при этом в данном случае все витки фазы соединены последовательно перемычкой *1к2н*. Второй цикл обходов совершается в противоположном направлении, причем $q = 2$ обхода охватывают катушки *20*, *8*, *19*, *7* и заканчиваются концом фазы X. Аналогично выполнены соединения в фазах B и C. Независимо от числа полюсов обмотка будет иметь три перемычки, соединяющие циклы обходов в каждой фазе.

Таким образом, каждая фаза волновой обмотки состоит из двух половинок по pq катушек в каждой. Эти половинки можно соединить также параллельно, и, следовательно, волновая обмотка может иметь $a = 2$ удобно выполняемые параллельные ветви.

Укорочение шага в волновой обмотке в электромагнитном отношении дает такой же эффект, как и в петлевой обмотке. Э. д. с. и обмоточные коэффициенты обеих обмоток вычисляются по общим формулам (см. гл. 20).

Укорочение шага в волновой обмотке в отличие от петлевой обмотки не приводит к уменьшению расхода проводникового материала на лобовые соединения, так как при этом соединения с одной стороны машины укорачиваются, а с другой удлиняются. Волновые обмотки роторов асинхронных двигателей чаще всего выполняют с полным шагом ($y = \tau$), а начала A, B, C и концы X, Y, Z обмотки распределяют равномерно по окружности с целью облегчения балансировки (уравновешивания масс) ротора.

§ 21-2. Трехфазные двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

Общие положения. При производстве асинхронных двигателей на разные числа пар полюсов p в целях экономии на изготовлении штампов иногда используются одинаковые вырубки листов стали статора или ротора, с одинаковым числом пазов Z. Если при этом для одних двигателей число пазов на полюс и фазу

$$q = \frac{Z}{2pm} \tag{21-2}$$

получается целым, то для других это число будет дробным, и в них применяются дробные обмотки. Дробные обмотки используются и в ряде других случаев, например в мощных тихоходных гидрогенераторах, у которых полюсное деление τ относительно мало, а пазы ввиду большого сечения проводников должны быть достаточно большими. При этом число пазов на полюс mq, а также q получаются малыми. В данном случае для улучшения формы кривой э. д. с. вместо целого, но малого q целесообразно взять хотя бы также малое, но дробное q. Благоприятная форма кривой э. д. с. дробной обмотки объясняется следующим.

Как было выяснено в § 20-3, для гармоник магнитного поля порядка

$$\nu_z = 2mqk \pm 1 = k\frac{Z}{p} \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \ldots \tag{21-3}$$

коэффициенты укорочения шага $k_{y\nu}$ и распределения $k_{p\nu}$ равны значениям этих коэффициентов для основной гармоники k_{y1} и k_{p1}, так как сдвиги э. д. с. по фазе

от этих гармоник поля для проводников различных пазов одинаковы. Поэтому обмотка с целым q не подавляет гармоник э. д. с., индуктируемых такими гармониками поля возбуждения. Более того, под влиянием пазов эти гармоники э. д. с. даже усиливаются.

При целом q значения ν_z [см. выражение (21-3)] представляют собой нечетные целые числа и в кривой поля возбуждения содержатся гармоники поля таких же порядков. Для дробных обмоток значения ν_z не будут целыми нечетными числами. Так, например, при $q = 2^1/_5$ для трехфазной обмотки ($m = 3$) получим $\nu_z = 12^1/_5$, $14^1/_5$, $25^2/_5$, $27^2/_5$ и т. д. Числа ν_z будут целыми нечетными только при больших значениях k, и при этом они также будут большими. В случае дробной обмотки э. д. с. от гармоник поля $\nu = 1$ и $\nu = \nu_z$ для проводников различных пазов также имеют одинаковый сдвиг фаз, как это следует из равенства (20-36). Поэтому при дробном q для гармоник порядка ν_z имеем $k_{y\nu}k_{p\nu} = \pm k_{y1}k_{p1}$, и обмотка не подавляет э. д. с. от этих гармоник. Однако при дробном q поле возбуждения не содержит дробных гармоник ν_z, определяемых равенством (21-3), и поэтому не возникает вопроса о подавлении э. д. с. от этих гармоник. В то же время для целых нечетных гармоник, содержащихся в поле возбуждения, сдвиг фаз между э. д. с. проводников соседних пазов для основной гармоники

$$\gamma = \frac{p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{180^\circ}{mq}$$

и для высших гармоник ($\nu = 5, 7, 11, 13...$)

$$\gamma_\nu = \frac{\nu p \cdot 360^\circ}{Z} = \frac{\nu \cdot 180^\circ}{mq}$$

при дробной обмотке различен. Например, при $m = 3$ и $q = 2^1/_5$ имеем для основной гармоники

$$\gamma = \frac{180^\circ}{3 \cdot 2^1/_5} = 27^3/_{11}{}^\circ$$

и для гармоник $\nu = 5, 7, 11, 13, 17$ соответственно $\gamma_\nu = 136^4/_{11}$, $190^{10}/_{11}$, 300, $354^6/_{11}$, $463^7/_{11}{}^\circ$. Поэтому в контурах витков, катушек и катушечных групп векторы этих гармоник э. д. с. складываются под различными углами сдвига фаз, вследствие чего происходит подавление э. д. с. от высших гармоник поля возбуждения $\nu = 5, 7, 11, 13, 17...$ В данном случае ($q = 2^1/_5$) лишь при $k = 5$ формула (21-3) определяет гармоники порядков

$$\nu_z = 2 \cdot 3 \cdot 2^1/_5 \cdot 5 \pm 1 = 66 \pm 1,$$

содержащиеся в поле возбуждения. Для этих гармоник $k_{y\nu}k_{p\nu} = \pm k_{y1}k_{p1}$, но амплитуды этих гармоник поля весьма малы и индуктируемые ими э. д. с. незначительны.

Общие свойства дробных обмоток. Рассмотрим характерные особенности дробных обмоток.

Дробное число q можно представить в виде

$$q = b + c/d, \tag{21-4}$$

где b, c и d — целые числа, $c < d$ и c/d является несократимой правильной дробью. Часть катушечных групп имеет по b катушек, а другая часть — по $b + 1$ катушек. При этом из каждых d групп катушек $d - c$ групп должны иметь по b катушек, а c групп — по $b + 1$ катушек. Эти d групп содержат тогда

$$(d - c)\,b + c\,(b + 1) = bd + c$$

катушек, и среднее число катушек в группе

$$\frac{bd + c}{d} = b + \frac{c}{d},$$

что и соответствует равенству (21-4).

Таким образом, общее число катушек дробной обмотки должно быть всегда равно или кратно $bd + c$, а общее число катушечных групп должно быть равно или кратно d, ибо в противном случае равенство (21-4) соблюдаться не будет. Ширина фазной зоны $\alpha = 60^\circ$ при дробном q соблюдается только в среднем.

Каждая фаза двухслойной обмотки содержит $2p$ катушечных групп. Каждая из фаз по условиям симметрии должна иметь по одинаковому числу малых (по b катушек) и больших (по $b + 1$ катушек) катушечных групп. Поэтому, согласно сказанному, в каждой фазе должно быть $(d - c)\,2p/d$ малых и $c2p/d$ больших катушечных групп. Так как эти числа должны быть целыми и $(d - c)/d$ и c/d представляют собой несократимые дроби, то очевидно, что

$$2p/d = \text{ц. ч.}, \tag{21-5}$$

т. е. $2p$ должно быть кратно или равно d и $d \leq 2p$.

Можно показать, что для образования симметричной трехфазной обмотки наряду с соблюдением равенства (21-5) необходимо, чтобы

$$d/3 \neq \text{ц. ч.} \tag{21-6}$$

Минимальное число пазов

$$Z' = 3 \cdot 2pq = 3 \cdot \frac{2p}{d}\,(bd + c),$$

при котором возможно выполнение симметричной трехфазной обмотки, равно при нечетном d

$$Z' = 6\,(bd + c), \tag{21-7}$$

а при четном d

$$Z' = 3\,(bd + c). \tag{21-8}$$

Минимальное число полюсов для образования симметричной трехфазной обмотки $2p'$ равно при нечетном d

$$2p' = 2d \tag{21-9}$$

и при четном d

$$2p' = d. \tag{21-10}$$

В общем случае полное число полюсов $2p$ может быть кратным $2p'$, т. е.

$$2p = 2p't, \tag{21-11}$$

и тогда звезда э. д. с. всей обмотки будет представлять собой t наложенных друг на друга звезд с z' лучами в каждой. В этом случае обмотка в целом состоит из t одинаковых частей, из которых каждая занимает по окружности $2p'$ полюсов и охватывает Z' катушек. При этом можно образовать $a = t$ одинаковых параллельных ветвей по d катушечных групп с $bd + c$ катушками в каждой ветви.

Схема симметричной дробной обмотки (рис. 21-5) может иметь ряд вариантов. Одним из них будет такой, который дает максимальную э. д. с. Для этого большие и малые катушечные группы нужно распределить симметрично или равномерно по окружности. Такое распределение называется максимальным, и только оно рассматривается ниже.

Звезду пазовых э. д. с. дробной обмотки (рис. 21-6, a) можно рассматривать и как звезду э. д. с. катушек. Катушки фазных зон X, Y, Z, лежащие под противоположными полюсами по сравнению с катушками зон A, B, C, включаются в последовательную цепь обмотки встречно, чтобы э. д. с. всех катушечных групп фазы складывались. Это соответствует повороту векторов э. д. с. катушек зон

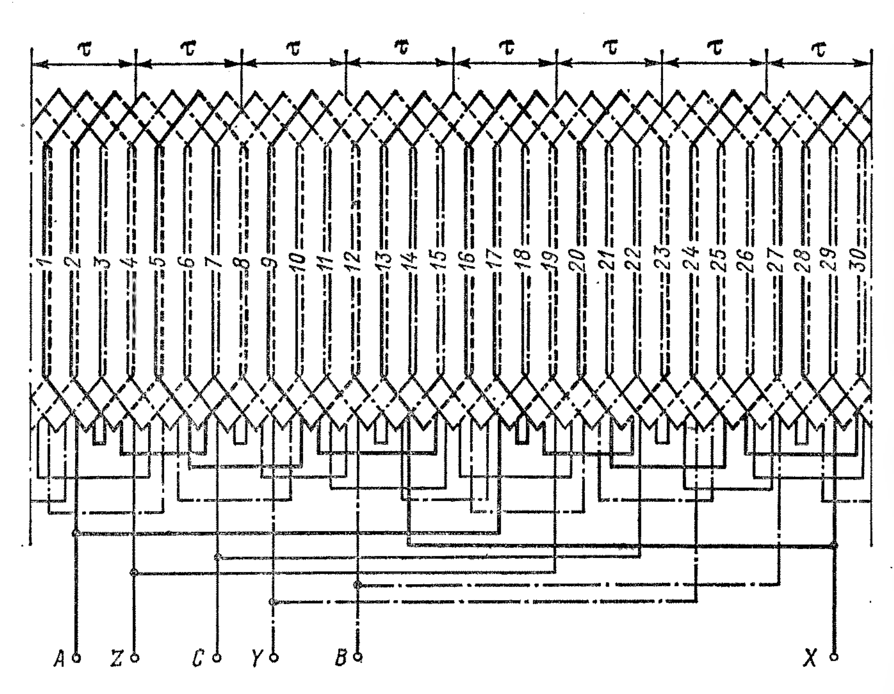


Рис. 21-5. Схема трехфазной двухслойной петлевой дробной обмотки с $Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1^1/_4$, $a = 2$, $y = 3$, $\beta = 0{,}8$

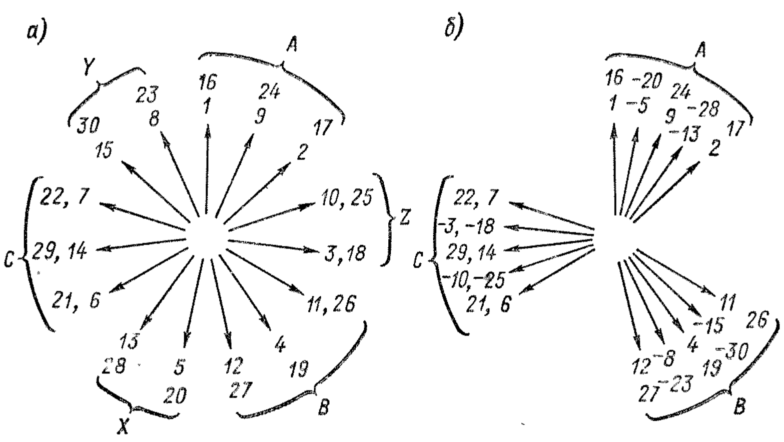


Рис. 21-6. Звезда пазовых э. д. с. обмотки, изображенной на рис. 21-5

X, Y, Z на 180°. При таком повороте этих векторов как при нечетном, так и при четном d получим три одинаковых сектора векторов, и каждый сектор занимает угол 60° по

$$q_э = bd + c \tag{21-12}$$

лучей в каждом (рис. 21-6, *б*). Э. д. с. каждой фазы равна сумме векторов э. д. с. каждого сектора, и это указывает на то, что дробная обмотка по своему распределению по пазам эквивалентна обмотке с целым q, равным $q_э$ [см. равенство (21-12)]. Поэтому $q_э$ называется эквивалентным числом пазов дробной обмотки на полюс и фазу.

Из изложенного следует, что коэффициент распределения дробной обмотки $k_р$ для основной гармоники надо рассчитывать по той же формуле (20-23), как и для обмотки с целым q, но с подстановкой вместо q величины $q_э$. Можно показать, что и для всех гармоник целого порядка ($\nu = 1, 3, 5, 7\ldots$) коэффициенты $k_{р\nu}$ нужно рассчитывать по формуле (20-28) с подстановкой вместо q величины $q_э$.

В некоторых случаях в электрических машинах существуют также такие пространственные гармоники поля, для которых отношение полюсных делений

$$\nu = \tau/\tau_\nu \tag{21-13}$$

не выражается целым числом. Такие гармоники ν можно назвать дробными. В частности, для дробных обмоток порядок зубцовых гармоник ν_z, определяемый равенством (20-38), при $d > 2$ также является дробным.

Для дробных обмоток коэффициенты $k_{р\nu}$ при дробных ν вычисляются по формулам несколько более сложного вида, чем (20-28). Однако и для этих обмоток, как уже указывалось выше, для зубцовых гармоник ν_z имеем $k_{р\nu} = \pm k_{р1}$.

Коэффициенты укорочения шага $k_{у\nu}$ дробных обмоток вычисляются для всех гармоник по тем же формулам, как и для обмоток с целым q.

Примеры дробных обмоток. Рассмотрим в качестве примера трехфазную двухслойную дробную обмотку с $Z = 30$ и $2p = 8$. При этом

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{30}{8 \cdot 3} = 1\frac{1}{4},$$

т. е. $b = 1$, $c = 1$, $d = 4$ и $q_э = bd + c = 1 \cdot 4 + 1 = 5$.

Полюсное деление

$$\tau = mq = 3 \cdot 1\frac{1}{4} = 3\frac{3}{4} \text{ зубцовых делений.}$$

Возьмем шаг по пазам $y = 3$. Тогда относительный шаг

$$\beta = \frac{y}{\tau} = \frac{3}{3\frac{3}{4}} = \frac{4}{5} = 0{,}8.$$

Обмотку можно выполнить с $a = 2p / d = 8 / 4 = 2$ параллельными ветвями.

В данном случае каждые $d = 4$ катушечные группы должны состоять из $d - c = 4 - 1 = 3$ групп по $b = 1$ катушке и $c = 1$ группы по $b + 1 = 1 + 1 = 2$ катушки. Как уже указывалось, большие и малые группы должны быть распределены вдоль обмотки симметрично. В данном случае можно взять следующее распределение (числовой ряд) катушечных групп:

Число катушек в группе	2	1	1	1	2	1	1	1
Чередование групп	A	Z	B	X	C	Y	A	Z

В соответствии с таким распределением больших и малых катушечных групп по фазным зонам разных фаз составлена схема петлевой обмотки с $a = 2$, показанная на рис. 21-5. Для этой обмотки угол между векторами э. д. с. соседних пазов

$$\gamma = \frac{180^\circ}{mq} = \frac{180^\circ}{3\frac{3}{4}} = \frac{4 \cdot 180^\circ}{15} = 48^\circ.$$

На рис. 21-6, *а*, на котором изображена звезда э. д. с. пазов или катушек, в соответствии с рис. 21-5 помечена принадлежность верхних катушечных сторон или пазов различным фазным зонам.

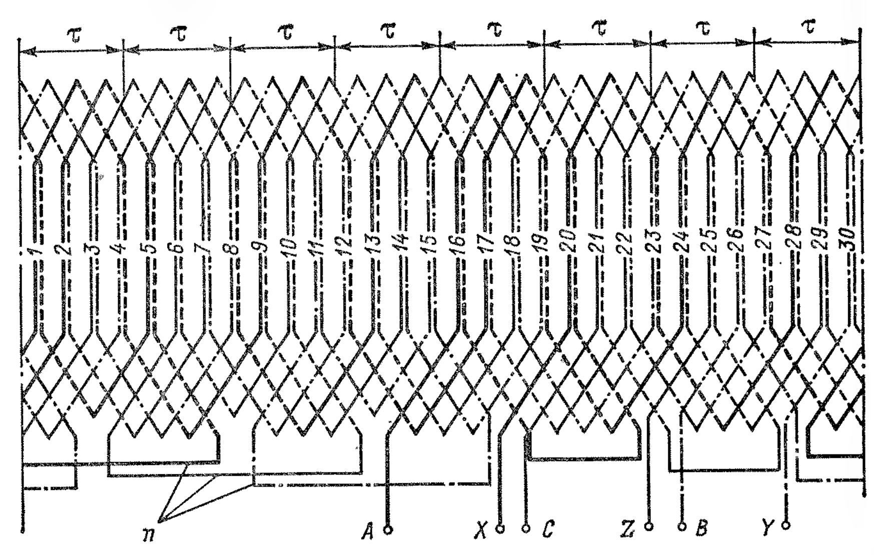


Рис. 21-7. Схема трехфазной двухслойной волновой дробной обмотки с $Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1^1/_4$, $a = 1$, $y = 3$, $\beta = 0{,}8$

На рис. 21-6, *б* векторы э. д. с. зон X, Y, Z повернуты на 180°, так как э. д. с. соответствующих катушек в обмотке складываются с обратным знаком. Э. д. с. каждой фазы получим, если сумму векторов э. д. с. соответствующего сектора на рис. 21-6, *б* разделим на a.

Отметим здесь, что распределение пазов по фазным зонам можно произвести также непосредственно на основе звезды пазовых э. д. с. путем ее разбивки на две тройки симметричных секторов, без пользования числовым рядом распределения катушечных групп. Однако при большом Z такой метод трудоемок.

На рис. 21-7 изображена схема стержневой волновой дробной обмотки с теми же данными, что и на рис. 21-5, но с одной ветвью ($a = 1$). Векторные диаграммы рис. 21-6 действительны и в данном случае.

При составлении схемы волновой обмотки с целым q для каждой фазы совершаются два цикла волнообразных обходов якоря: один раз в прямом и другой раз в обратном направлении, по q обходов в каждом цикле (см. § 21-1). При дробном q приходится делать либо b, либо $b + 1$ обходов вокруг якоря. Если $d = 2$, то в прямом направлении делается, например, $b + 1$ обходов, а в обратном — b обходов, и при этом в схему обмотки будут включены все катушки. Однако при $d > 2$ приходится вводить в схему добавочные перемычки, обозначенные на рис. 21-7 буквой n. Если дробь c/d мала, то делается b обходов и в группах, содержащих $b + 1$ катушек, при последнем обходе с помощью перемычек совершаются возвратные переходы для включения в схему добавочных катушек больших катушечных групп (см. рис. 21-7). Если же дробь c/d близка к единице, то совершается $b + 1$ обходов и при последнем обходе с помощью перемычек пропускаются малые катушечные группы. Для уменьшения числа перемычек q целесообразно брать близким к целому числу.

В некоторых случаях применяются также несимметричные дробные обмотки с отличием э. д. с. отдельных фаз по значению на 2—3% и со сдвигом их по фазе на углы $120 \pm (2 \div 3)^\circ$.

§ 21-3. Трехфазные однослойные обмотки

Концентрические однослойные обмотки (рис. 21-8) имеют катушечные группы, состоящие из концентрических катушек, причем число групп в каждой фазе равно числу пар полюсов p. Разбивка

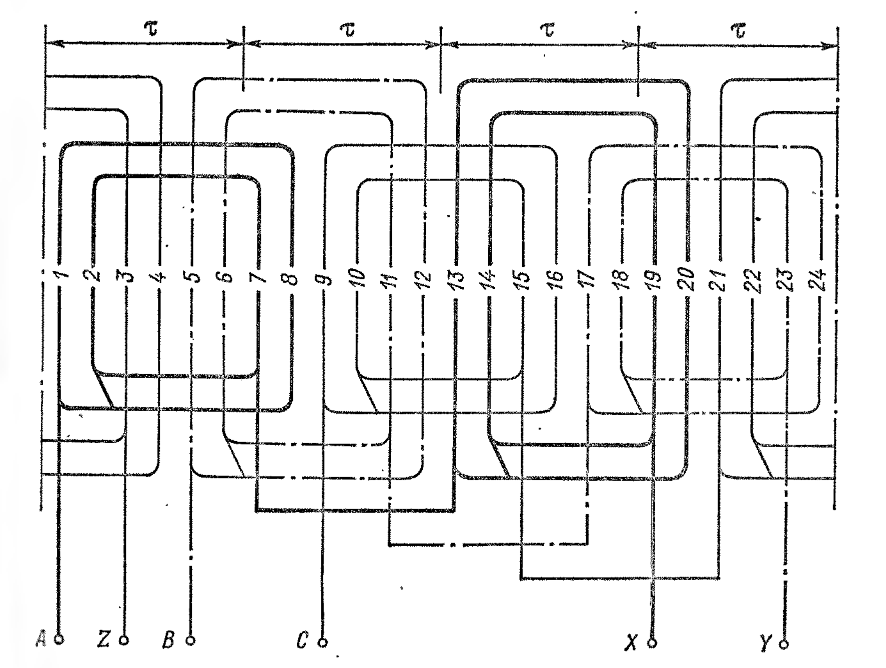


Рис. 21-8. Схема трехфазной двухплоскостной концентрической обмотки с $Z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$

пазов по фазным зонам производится так же, как и при двухслойной обмотке. Для обмотки, изображенной на рис. 21-8, действительна звезда пазовых э. д. с. на рис. 21-2.

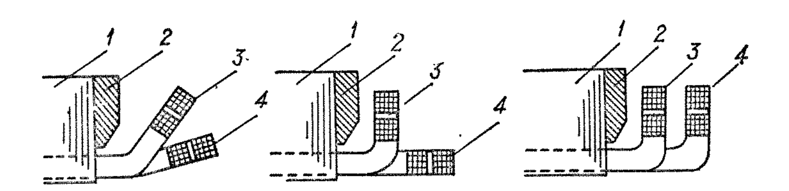


Рис. 21-9. Расположение лобовых частей катушек двухплоскостной концентрической обмотки ($q = 2$)

1 — сердечник якоря; *2* — нажимная плита сердечника; *3* — «короткие» и *4* — «длинные» катушечные группы

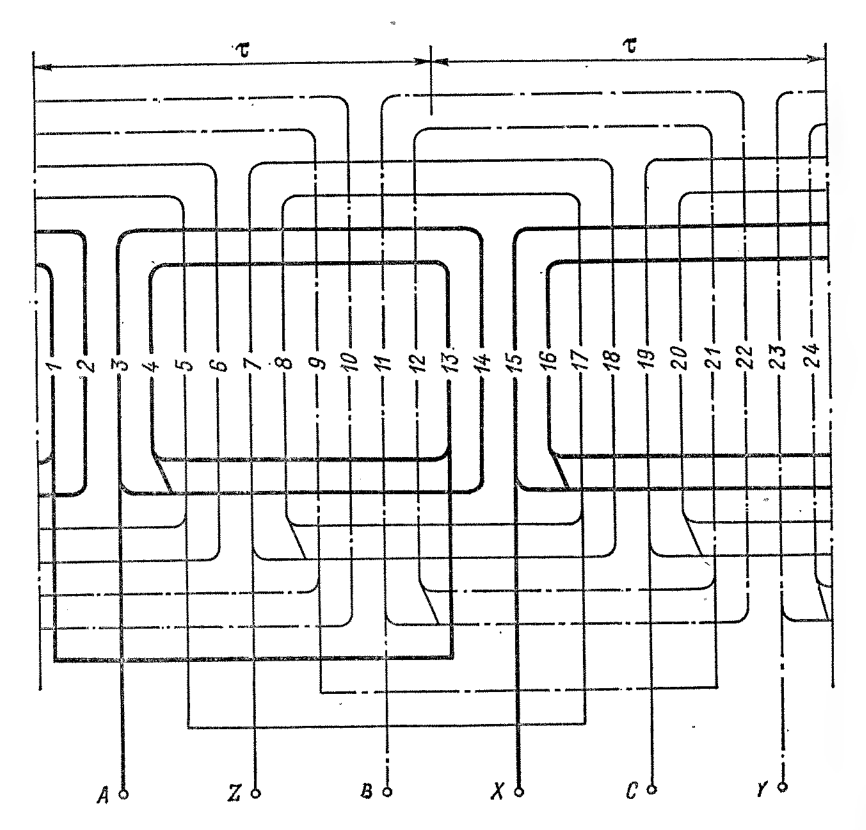


Рис. 21-10. Схема трехфазной трехплоскостной концентрической обмотки с $Z = 24$, $2p = 2$, $q = 4$

Пересекающиеся лобовые части обмотки (рис. 21-8) необходимо располагать в двух разных плоскостях, как видно из показанных на рис. 21-9 различных вариантов расположения лобовых частей в радиальном сечении машины. В связи с этим такая обмотка называется двухплоскостной концентрической обмоткой. Поэтому приходится изготовлять катушечные группы двоякой формы, которые условно можно назвать «короткими» и «длинными». При четном p общее число катушечных групп $3p$ также четное и число коротких и длинных групп одинаково. Однако при нечетном p число групп $3p$ также нечетное и одну группу приходится делать более сложного вида — имеющей с одной стороны форму короткой, а с другой стороны форму длинной катушечной группы.

В некоторых случаях, например в двухполюсных машинах, q довольно велико ($q = 6 \div 10$) и лобовые части двухплоскостной обмотки получаются длинными. Поэтому при четном q каждую катушечную группу можно разделить на две половины и отогнуть лобовые части катушек каждой половины в разные стороны («в развалку»). Тогда получается трехплоскостная концентрическая обмотка (рис. 21-10 и 21-11) с более короткими лобовыми частями.

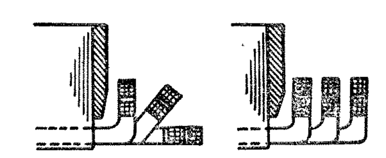


Рис. 21-11. Расположение лобовых частей трехплоскостной концентрической обмотки

Трехплоскостная обмотка выполняется также для разъемного статора (рис. 21-12), но при этом лобовые части всех катушечных групп при выходе из пазов отгибаются в одну сторону. Очевидно, что статор с такой обмоткой может иметь разъем по диаметру между пазами *24—1* и *12—13*.

Концентрические обмотки допускают образование $a = p$ параллельных ветвей. Однако активные и индуктивные сопротивления ветвей будут несколько различаться по значению в связи с неодинаковыми длинами катушек и, в особенности, в связи с разным положением их лобовых частей относительно сердечника. Поэтому может возникнуть неравномерная нагрузка ветвей.

Шаги катушек концентрических обмоток различны, однако катушечные стороны одной и той же фазы, лежащие под соседними полюсами, в принципе допускают пересоединение в катушки с полным шагом. Поскольку э. д. с. фазы при этом не изменится, то в электромагнитном отношении концентрические обмотки эквивалентны обмотке с полным шагом ($\beta = 1$). Ввиду этого у таких обмоток для всех гармоник э. д. с. коэффициенты укорочения шага $k_{y\nu} = \pm 1$, вследствие чего подавления э. д. с. высших гармоник за счет укорочения шага не происходит. Это является одним из недостатков концентрических обмоток. Можно отметить, что в электромагнитном

отношении всякая однослойная обмотка имеет полный шаг, если ее фазные зоны сплошные, т. е. не перемежаются с пазами других фаз, и если зоны каждой фазы сдвинуты относительно друг друга на расстояние τ.

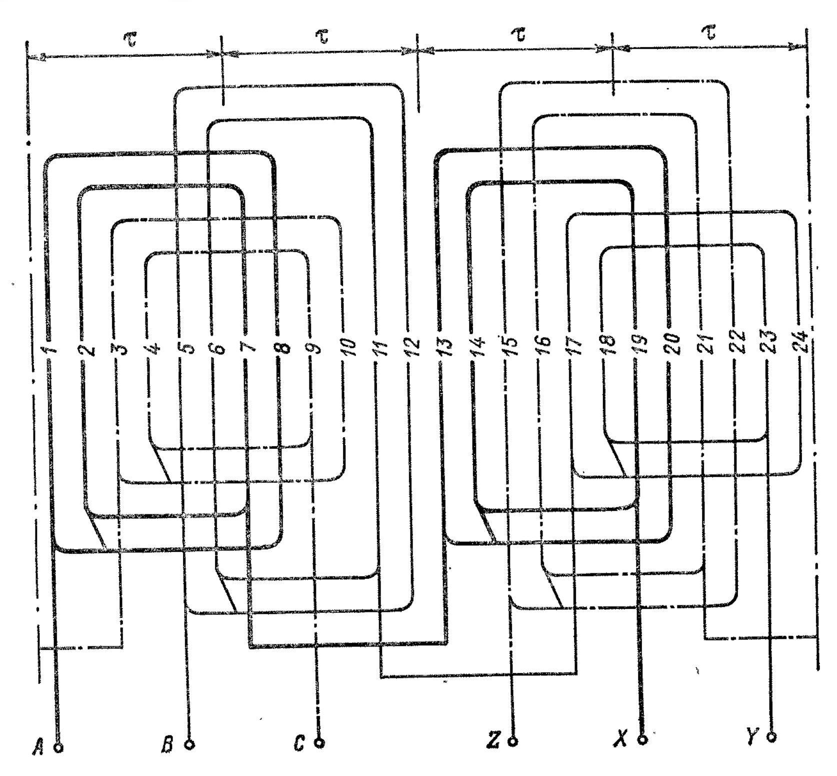


Рис. 21-12. Схема трехфазной трехплоскостной концентрической обмотки для разъемного статора с $Z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$

Изготовление концентрических обмоток с жесткими катушками ввиду их различия по форме усложняется. По сравнению с лобовыми частями двухслойных обмоток лобовые части концентрических обмоток обычно длиннее, что влечет за собой увеличение расхода провода и увеличение потерь. Из-за перечисленных недостатков концентрические обмотки в настоящее время применяются редко. Иногда они используются в асинхронных двигателях малой мощности, так как при этом можно достичь некоторой экономии на выполнении обмоточных работ, поскольку число катушек однослойной обмотки в два раза меньше, чем у двухслойной.

Отметим, что концентрические обмотки можно выполнять также и дробными.

Шаблонные обмотки имеют катушки одинаковой ширины и формы, которые наматываются на одном и том же шаблоне, откуда и произошло название этих обмоток. Для удобства укладки катушки шаблонных обмоток обычно имеют форму трапеции (рис. 21-13). Шаблонные обмотки подразделяются на следующие типы: 1) простая шаблонная обмотка; 2) шаблонная обмотка «в развалку» и 3) цепная обмотка.

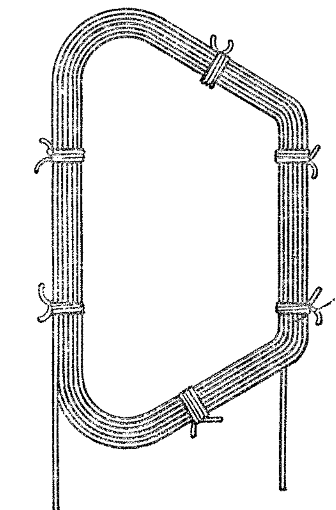


Рис. 21-13. Катушка шаблонной обмотки

Схема простой шаблонной обмотки представлена на рис. 21-14. В этой обмотке лобовые части всей катушечной группы при выходе из пазов отгибаются в одну сторону и шаг обмотки является полным.

У шаблонной обмотки «в развалку» (рис. 21-15) катушечная группа при выходе из пазов делится на две половины, лобовые части которых отогнуты в разные стороны. При этом q должно быть четным числом. Такая обмотка в электромагнитном отношении также имеет полный шаг.

Цепная обмотка (рис. 21-16) отличается от шаблонной обмотки «в развалку» тем, что в разные стороны отгибаются не лобовые части половин катушечных групп, а лобовые части каждой пары соседних катушек. Цепная обмотка может быть выполнена как при четном, так и при нечетном q, причем ее шаг по пазам всегда должен быть нечетным, так как одна сторона каждой ее катушки лежит в нечетном пазу, а другая — в четном (см. рис. 21-16). Шаг катушки цепной обмотки поэтому может равняться полюсному делению только при нечетном q, когда и $mq = 3q$ равно нечетному числу.

Цепную обмотку можно выполнить с разными шагами катушек. Например, шаг катушек обмотки, изображенной на рис. 21-16, можно увеличить или уменьшить на два зубцовых деления. Однако непосредственно по шагу катушек нельзя судить о том, имеет ли обмотка в электромагнитном отношении полный или неполный шаг. Во избежание недоразумений рекомендуется судить о шаге цепной обмотки в электромагнитном отношении и вычислять обмоточные коэффициенты следующим образом.

Если фазные зоны цепной обмотки сплошные, то шаг нужно считать полным ($\beta = 1$) и соответственно $k_y = 1$, $k_{yv} = \pm 1$. Коэффи-

циенты распределения k_{pv} при этом нужно рассчитывать по формулам (20-23) и (20-28), определяя q для подстановки в них также по обычным формулам.

Если же фазные зоны несплошные, т. е. q катушечных сторон данной фазы не расположены в q соседних пазах, то y нужно принимать равным действительному шагу катушки. Исходя из этого значения y, необходимо вычислить $\beta = y/\tau$ и затем по формулам (20-7)

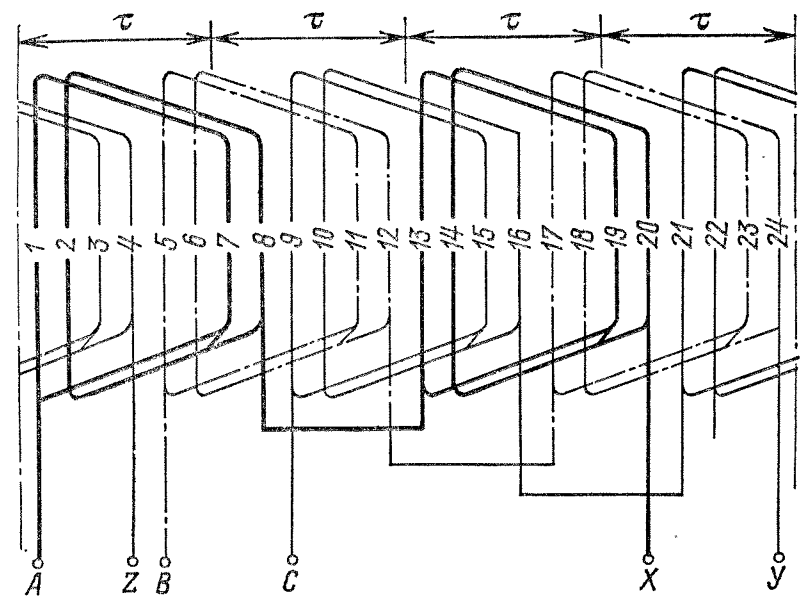


Рис. 21-14. Схема трехфазной простой шаблонной обмотки с $Z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$

и (20-26) определить коэффициенты укорочения шага k_{yv}. Для вычисления k_{pv} при этом также нужно пользоваться формулами (20-23) и (20-28), но при нечетном q нужно подставлять его действительное значение, а при четном q — его половинное значение. Эту последнюю рекомендацию можно объяснить следующим образом. Можно представить себе, что цепная обмотка получается из двухслойной обмотки путем вынесения нижних сторон катушек в дополнительные пазы, расположенные между основными. Поэтому цепная обмотка с укороченным шагом аналогична двухслойной обмотке с вдвое меньшим q и цепная обмотка с нечетным q обладает свойствами дробной обмотки с $d = 2$, что, между прочим, следует иметь в виду также при анализе ее магнитного поля (см. § 22-3). Однако при $d = 2$ эквивалентная величина числа пазов на полюс

и фазу $q_э = 2q$, вследствие чего для цепной обмотки с нечетным q и укороченным шагом в выражения (20-23) и (20-28) необходимо подставлять действительное значение q этой обмотки.

Очевидно, что, согласно сказанному, обмотку на рис. 21-16 в электромагнитном отношении нужно считать за обмотку с $q = 2$, $y = 9$ и $\beta = 9/12 = 0{,}75$.

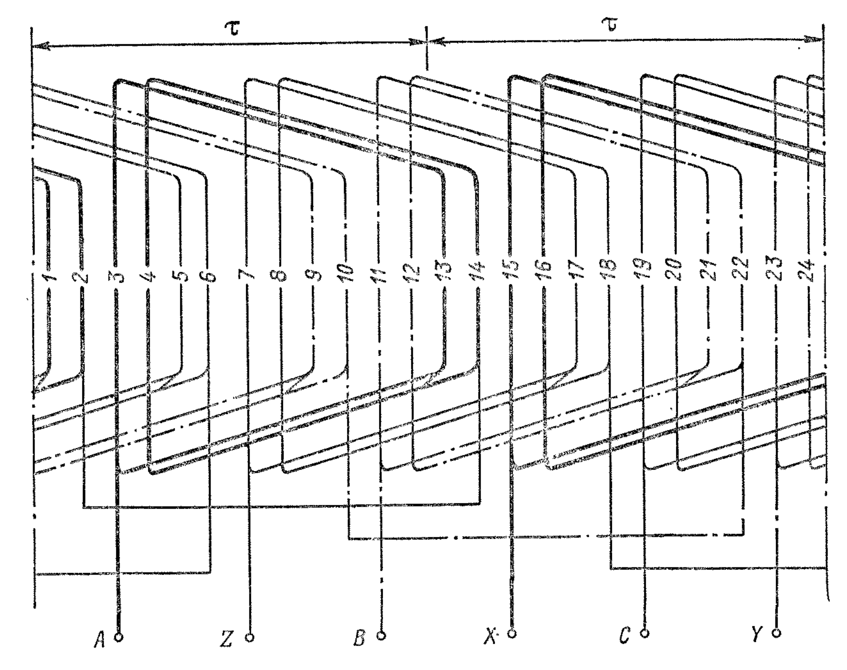


Рис. 21-15. Схема трехфазной шаблонной обмотки «в развалку» с $Z = 24$, $2p = 2$, $q = 4$

Все шаблонные обмотки можно выполнять с числом параллельных ветвей $a = p$, а цепную обмотку с четным q — с $a = 2p$.

Расположение лобовых частей шаблонных обмоток имеет вид, показанный на рис. 21-17. Цепную обмотку можно видоизменить таким образом, что ее лобовые части, соответствующие на рис. 21-16 коротким и длинным сторонам катушек, расположатся в двух разных плоскостях, как показано на рис. 21-18. Обмотка с подобными лобовыми частями называется иногда в литературе эвольвентной, так как изогнутые лобовые части имеют вид эвольвенты. Очевидно, что лобовые части обмотки, изображенной на рис. 21-18, можно также отогнуть ближе к оси машины, и тогда они будут напоминать лобовые части двухслойной обмотки.

Шаблонные обмотки находят применение в асинхронных двигателях малой мощности, когда катушки наматываются из круглого

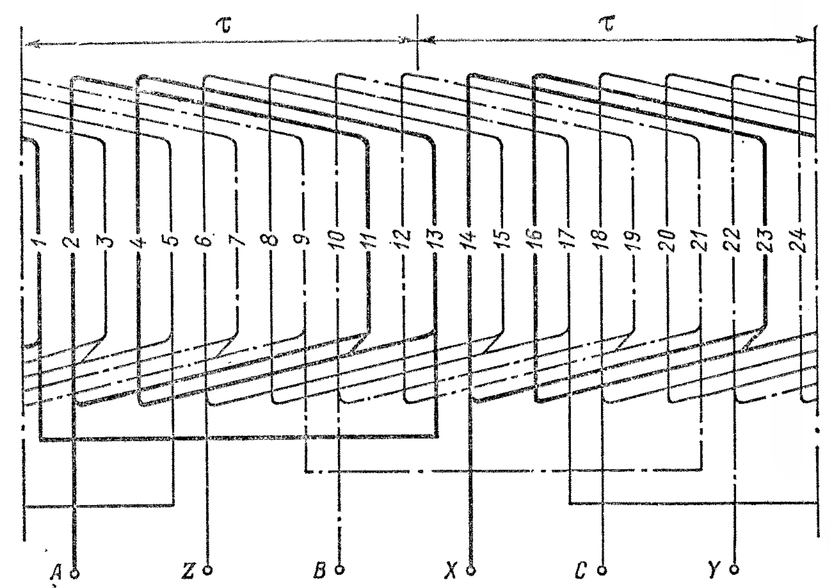


Рис. 21-16. Схема трехфазной цепной обмотки с $Z = 24$, $2p = 2$, $q = 4$, $y = 9$

провода диаметром до 2,2—2,5 мм. Катушки при этом легко деформируемы и называются мягкими. Лобовым частям таких катушек при их укладке в пазы можно легко придать необходимую форму.

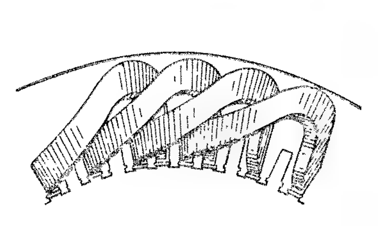


Рис. 21-17. Лобовые части цепной обмотки

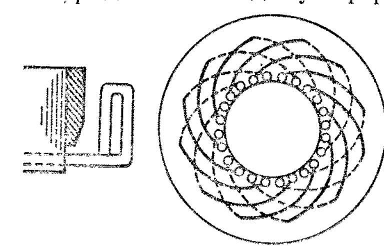


Рис. 21-18. Лобовые части эвольвентной обмотки

В последнее время однослойные обмотки с формой лобовых частей, аналогичной форме лобовых частей двухслойной обмотки, начинают применять также в гидрогенераторах с внутренним водяным охлаждением обмотки, так как при этом в связи с уменьшением числа катушек вдвое осуществление водяного охлаждения упрощается.

§ 21-4. Некоторые обмотки с числом фаз, не равным трем

Однофазные обмотки, как уже указывалось в § 20-1, выполняются с фазной зоной $\alpha = 120°$, т. е. с заполнением $^2/_3$ пазов. Такую обмотку получим, если в трехфазной обмотке с зоной $\alpha = 60°$ исключим одну фазу, а концы оставшихся фаз соединим вместе (рис. 21-19). Например, на схеме рис. 21-1 можно соединить концы X и Z, а фазу B изъять. Подобным же образом однофазную обмотку можно получить из однослойной трехфазной обмотки.

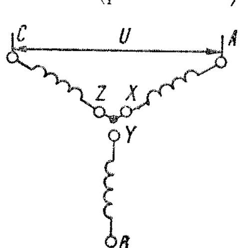
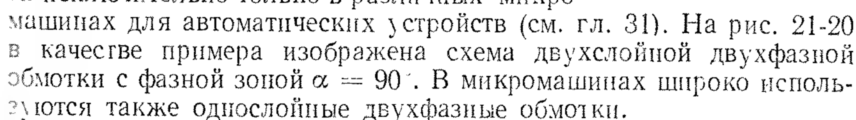


Рис. 21-19. Образование однофазной обмотки с фазной зоной $\alpha = 120°$ из двух фаз трехфазной обмотки с фазной зоной $\alpha = 60°$

Однофазная обмотка с зоной $\alpha = 120°$ имеет то преимущество, что для гармоник $\nu = 3, 9, 15 \ldots$, согласно (20-27), будет $k_{p\nu} = 0$.

При укороченном шаге часть пазов двухслойной обмотки будет иметь только одну катушечную сторону, и тогда эти пазы нужно заполнить наполовину клиньями из непроводящего материала.

Двухфазная обмотка со сдвигом э. д. с. фаз на 90° применяется в настоящее время почти исключительно только в различных микро-



машинах для автоматических устройств (см. гл. 31). На рис. 21-20 в качестве примера изображена схема двухслойной двухфазной обмотки с фазной зоной $\alpha = 90°$. В микромашинах широко используются также однослойные двухфазные обмотки.

В двухфазных обмотках в отличие от однофазных с зоной 120° необходимо также считаться с э. д. с., индуктируемой третьей пространственной гармоникой поля. Эту э. д. с. можно уничтожить, если укоротить шаг на $^1/_3\,\tau$, так как при этом

$$k_{y3} = \sin \nu\beta \cdot 90° = \sin 3 \cdot \frac{2}{3} \cdot 90° = \sin 180° = 0.$$

Однако при таком шаге э. д. с. от гармоник $\nu = 5, 7, 11, 13$ и т. д., выражаемых равенством

$$\nu = 6k \pm 1 \quad (k = 1, 2, 3, \ldots),$$

не ослабляются, так как для них

$$k_{y\nu} = \sin\left[(6k \pm 1)\,\frac{2}{3} \cdot 90°\right] = \sin\left(k \cdot 360° \pm \frac{2}{3} \cdot 90°\right) =$$
$$= \pm \sin \frac{2}{3}\,90° = \pm k_{y1}.$$

Поэтому укорочение шага обычно выбирается иным.

Короткозамкнутая обмотка в виде беличьей клетки. Э. д. с. и токи, индуктируемые основной гармоникой магнитного поля, в со-

седних стержнях беличьей клетки сдвинуты на угол

$$\gamma = 2\pi p / Z. \tag{21-14}$$

Звезда векторов э. д. с. и токов стержней беличьей клетки (рис. 21-21) в общем случае имеет Z/t лучей, где t — общий наибольший делитель чисел Z и p. Поэтому в физическом отношении следует считать, что такая обмотка имеет $m = Z/t$ фаз с t параллельными

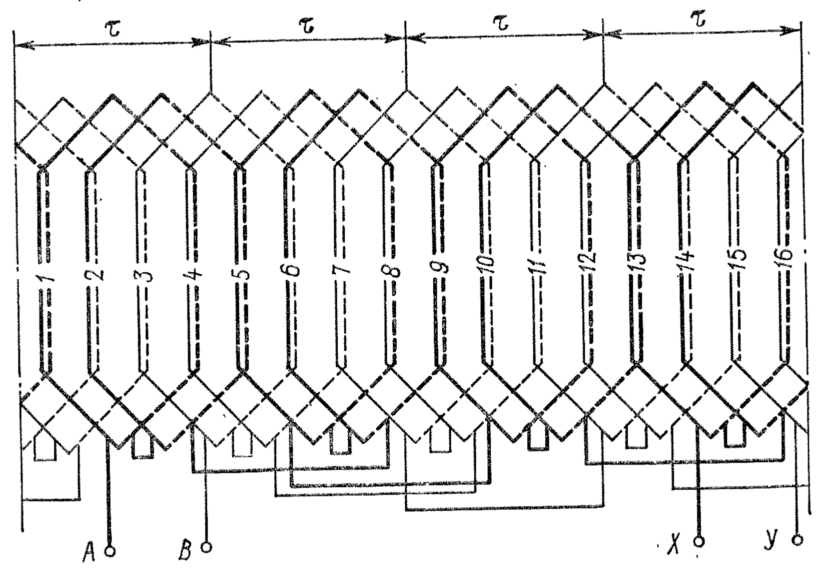


Рис. 21-20. Двухфазная двухслойная обмотка с $Z = 16$, $2p = 4$, $q = 2$, $y = 3$, $\beta = 3/4$

стержнями в каждой фазе. Однако при расчетах электрических машин удобнее полагать, как это и принято на практике, что каждый стержень представляет собой отдельную фазу и $m = Z$. При этом не будет допускаться никаких ошибок, если только учитывать, что сдвиг фаз определяется углом γ по формуле (21-14). При расчете э. д. с. беличьей клетки по формулам гл. 20 следует принять, что $w = 1/2$ (один проводник или полвитка в фазе) и для всех гармоник $k_{y\nu} = k_{p\nu} = 1$.

Согласно схеме электрических цепей беличьей клетки (рис. 21-22, *а*), последнюю можно рассматривать как многофазную обмотку, начала и концы которой соединены соответственно вместе, т. е. в замкнутую накоротко многолучевую звезду. Однако участки колец между стержнями обладают определенным сопротивлением

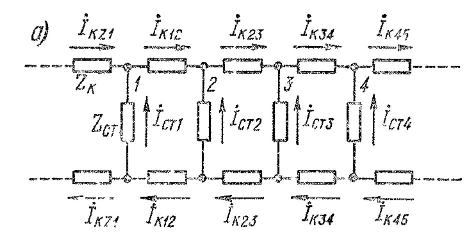
$$Z_к = r_к + jx_к,$$

которое соизмеримо с сопротивлением стержня

$$Z_{ст} = r_{ст} + jx_{ст}.$$

Поэтому соединение в звезду фактически совершается не накоротко, а через сопротивления $Z_к$. В связи с этим целесообразно привести реальную схему цепей (рис. 21-22, *а*) к эквивалентной (рис. 21-22, *б*), в которой участки колец лишены сопротивлений, а сопротивления стержней соответствующим образом увеличены.

Токи в участках колец $\dot I_к$ сдвинуты относительно



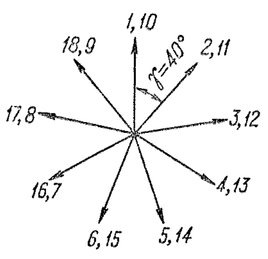


Рис. 21-21. Диаграмма э. д. с. и токов стержней беличьей клетки при $Z = 18$ и $2p = 4$

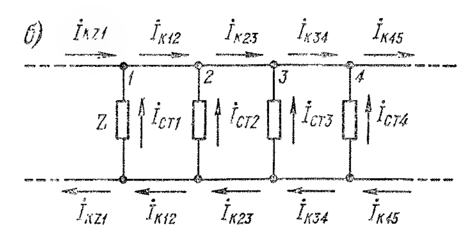


Рис. 21-22. Схемы электрических цепей беличьей клетки: *а* — реальная; *б* — эквивалентная

друг друга на те же углы γ, что и токи стержней $\dot I_{ст}$. Соотношение между $\dot I_к$ и $\dot I_{ст}$ можно установить, исходя из первого уравнения Кирхгофа для одного из узлов схемы рис. 21-22. Например, для узла, образуемого стержнем 2,

$$\dot I_{к12} + \dot I_{ст2} - \dot I_{к23} = 0,$$

откуда

$$\dot I_{ст2} = \dot I_{к23} - \dot I_{к12}.$$

Этим соотношениям соответствует диаграмма рис. 21-23, откуда

$$I_{ст} = 2I_к \sin\frac{\gamma}{2} = 2I_к \sin\frac{p\pi}{Z}$$

и

$$I_к = \frac{I_{ст}}{2\sin\frac{p\pi}{Z}}. \tag{21-15}$$

Электрические потери в реальной и эквивалентной клетках должны быть равны:

$$ZI_{\text{ст}}^2 r_{\text{ст}} + 2ZI_{\text{к}}^2 r_{\text{к}} = ZI_{\text{ст}}^2 r.$$

Подставив сюда $I_{\text{к}}$ из (21-15), найдем

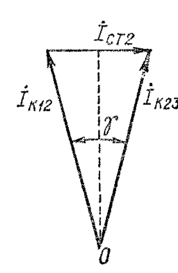


Рис. 21-23. Соотношения между токами стержней и участков колец беличьей клетки

$$r = r_{\text{ст}} + \frac{r_{\text{к}}}{2\sin^2 \frac{p\pi}{Z}}. \quad (21\text{-}16)$$

Если $Z/p > 6$, то синус можно заменить аргументом и

$$r \approx r_{\text{ст}} + \frac{Z^2 r_{\text{к}}}{2p^2\pi^2}. \quad (21\text{-}17)$$

Величина r из (21-16) и (21-17) представляет собой активное сопротивление фазы обмотки вида беличьей клетки.

Стержни и участки колец клетки обладают также определенными индуктивными сопротивлениями рассеяния $x_{\text{ст}}$ и $x_{\text{к}}$. Сопротивление рассеяния фазы x определяется по формулам (21-16) и (21-17) при замене в них r на x.

§ 21-5. Выполнение обмоток переменного тока

Формы сечения пазов обмоток статоров машин переменного тока показаны на рис. 21-24.

Полузакрытые пазы обычно применяются для обмоток статоров машин мощностью до 100 кВт (при 1500 об/мин) и напряжением до 650 В. При этом обмотка обычно изолируется от стенок паза посредством трехслойной пазовой коробочки (два слоя электротехнического картона с одним слоем лакоткани или синтетической пленки посередине) толщиной 0,35—0,65 мм на сторону. В заранее изолированные пазы укладывается так называемая мягкая всыпная обмотка, т. е. обмотка из круглых проводников диаметром до 2,2—2,5 мм. Отдельные проводники опускаются при этом в паз по одному через щель паза. Если сечение фазы должно быть больше сечения одного такого проводника, то обмотка изготовляется с необходимым числом параллельных ветвей. Если же и эта мера недостаточна, то каждый виток выполняется из нескольких параллельных проводников. Такие обмотки обычно имеют изоляцию класса А. Плотность

тока в таких обмотках $j = 5{,}0 \div 6{,}5$ А/мм², а при $P_{\text{н}} < 0{,}6$ кВт — и больше.

Полуоткрытые пазы применяются для машин большой мощности (до 300—400 кВт при 1500 об/мин) при напряжениях до 650 В. В этом случае катушка по ширине паза состоит из двух полукатушек, которые наматываются из прямоугольного провода на соответствующих шаблонах и опускаются в паз по отдельности. Высоту проводника в радиальном направлении машины при $f = 50$ Гц во избежание больших потерь на вихревые токи берут обычно не больше 5 мм. Если достаточного сечения фазы при этом не получается, то обмотка выполняется с параллельными ветвями. Плотность тока в таких обмотках 4,0—5,5 А/мм².

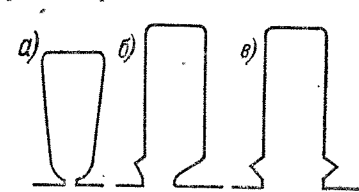
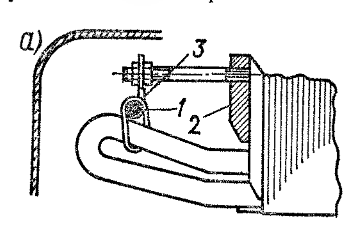


Рис. 21-24. Полузакрытые (*а*), полуоткрытые (*б*) и открытые (*в*) пазы статоров машин переменного тока

В машинах с большей мощностью и с бо́льшим напряжением, чем указано выше, применяются открытые пазы. Обмотка при этом также выполняется из прямоугольных проводников, но катушки изолируются еще до их укладки в пазы. При этом применяется как изоляция класса А, так и изоляция более высоких классов, чаще всего класса В. Машины с повышенной надежностью (например, для шахт) изготовляются с изоляцией высоких классов также и при меньших мощностях, и в этом случае тоже применяются открытые пазы.



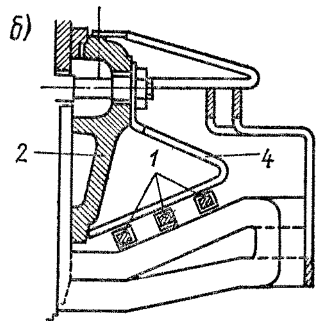


Рис. 21-25. Крепление лобовых частей обмотки статора

Обмотки с изоляцией класса А укрепляются в пазах с помощью промасленных деревянных (бук) или фибровых клиньев. При более высоких классах изоляции применяются текстолитовые, гетинаксовые или стеклотекстолитовые клинья.

Лобовые части фазных роторных обмоток опираются на обмоткодержатели и укрепляются сверху с помощью проволочных бандажей, как и у якорей машин постоянного тока (см. § 1-2). Лобовые части обмоток статора в малых машинах не имеют особого крепления. В машинах большой мощности лобовые части крепятся с учетом того, что при коротких замыканиях, когда воз-

никают наибольшие электромагнитные силы, между лобовыми частями обмоток ротора и статора возникают силы отталкивания. При этом применяются (рис. 21-25) бандажные кольца *1* из стали, дюралюминия или бронзы, к которым привязывают лобовые части во избежание их смещения. В крупных машинах эти кольца крепятся к нажимным плитам *2* с помощью приваренных к кольцам стальных полосок *3* (рис. 21-25, *а*) или кронштейнов *4* (рис. 21-25, *б*).

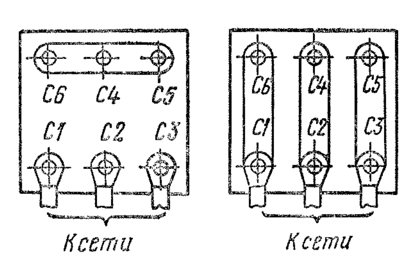


Рис. 21-26. Клеммная доска асинхронного двигателя с шестью выведенными концами

Из обмоток крупных машин с целью устройства релейной защиты выводятся все шесть концов (начала и концы фаз), а во многих случаях также концы отдельных параллельных ветвей. Начало и конец первой фазы обмотки маркируются *С1*, *С4*, второй фазы — *С2*, *С5* и третьей фазы — *С3*, *С6*.

Как уже указывалось в § 20-3, на практике предпочитают соединение трехфазных обмоток в звезду. Однако асинхронные двигатели малой мощности для большей универсальности их применения в сетях с различными напряжениями обычно изготовляются на два напряжения, отличающихся друг от друга в $\sqrt{3}$ раза (220 и 380 В или 380 и 650 В). При большем напряжении обмотка статора этих двигателей соединяется в звезду, а при меньшем — в треугольник (рис. 21-26). В сверхмощных машинах на лобовые части действуют весьма большие усилия, и необходимы еще более совершенные крепления обмоток.

Рис. 21-27. Вытеснение тока в проводнике, расположенном в пазу

В мощных машинах токи велики (многие сотни и тысячи ампер) и сечение витков обмотки статора, даже при устройстве в обмотке параллельных ветвей, получается настолько большим, что изготовление их из массивных проводников ввиду сильного поверхностного эффекта и связанного с этим увеличения потерь недопустимо.

Поверхностный эффект возникает вследствие того, что проводник с током в пазу создает вокруг себя так называемый поток рассеяния (рис. 21-27), который сцепляется с нижней частью проводника в большей степени, чем с верхней. Вследствие этого э. д. с. самоиндукции, индуктируемая этим потоком, в нижней части проводника также больше, чем в верхней, и плотность тока j в верхней части проводника больше, т. е. ток вытесняется к верхней части проводника. Подобное же вытеснение тока происходит и тогда, когда в пазу имеются два или несколько проводников большого сечения.

Для достижения практически равномерного распределения тока проводник большого сечения необходимо подразделить на ряд элементарных изолированных параллельных проводников достаточно малого сечения (до 15 мм²), которые нужно переплести (транспонировать) так, чтобы каждый проводник занимал на протяжении длины паза поочередно все положения по высоте такого составного проводника. Принцип выполнения одного из наиболее совершенных видов транспозиции, применяемой для стержней обмотки статора в мощных турбо- и гидрогенераторах, показан на рис. 21-28. Элементарные проводники стержня в этом случае расположены по ширине паза в два ряда, и через определенные промежутки по длине стержня они поочередно переходят из одного ряда в другой: сверху в одном направлении, а снизу — в обратном. Такую транспозицию обычно достаточно выполнить только в пазовой части проводника, однако в весьма мощных машинах транспозиция выполняется также в лобовых частях обмотки.

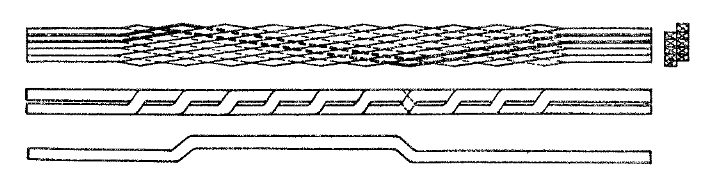


Рис. 21-28. Транспозиция элементарных проводников

Стержни фазных роторов асинхронных машин делаются всегда массивными, и поэтому для крупных машин необходимо считаться с наличием достаточно сильного поверхностного эффекта в роторе при пуске ($f = 50$ Гц).

В высоковольтных обмотках (при $U_{л.н} > 6$ кВ) нерéдко наблюдается явление электрической короны, вызванное большими напряженностями электрического поля вблизи поверхностей изоляции катушек. При короне воздух ионизируется, образуется озон, который является активным окислительным элементом и вызывает окисление азота. Из-за наличия влаги образуются азотистая и азотная кислоты, которые разрушают изоляцию. Для предотвращения появления короны поверхность изоляции покрывается слоем полупроводящего лака, который вызывает перераспределение электрического поля. Этот лак содержит обычно сажу.

Глава двадцать вторая

НАМАГНИЧИВАЮЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 22-1. Намагничивающая сила фазы обмотки

Допущения. Приступая к изучению магнитного поля, создаваемого обмоткой переменного тока в воздушном зазоре, допустим сначала, что 1) магнитная проницаемость стали сердечников $\mu_c = \infty$; 2) пазы и явновыраженные полюсы отсутствуют и воздушный зазор является равномерным; 3) катушечные стороны расположены в воздушном зазоре и имеют в сечении вид бесконечно тонкой ленты

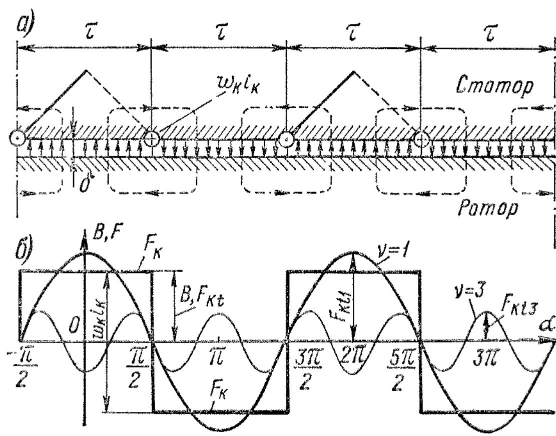


Рис. 22-1. Магнитное поле и н. с. катушек с полным шагом

с шириной, равной зазору δ; 4) зазор δ мал по сравнению с радиусом статора и полюсным делением. При этих условиях линии магнитной индукции в воздушном зазоре прямолинейны и перпендикулярны поверхностям зазора. Рассмотрение вопроса при подобных допущениях позволяет выявить главные особенности поля в воздушном зазоре. Влияние этих допущений может быть учтено дополнительно (см. § 23-1, 23-4).

Рассмотрим прежде всего обмотку с целым числом пазов на полюс и фазу.

Н. с. катушек с полным шагом. Пусть на каждом двойном полюсном делении 2τ расположено по одной катушке с $w_к$ витками и шагом $y = \tau$. Эти катушки сдвинуты относительно друг друга на 2τ, принадлежат одной фазе и нагружены током $i_к$ (рис. 22-1, *а*).

Вид возникающего при этом магнитного поля показан на этом же рисунке.

Применим к одной из магнитных линий рис. 22-1, *а* закон полного тока:

$$\oint H\,dl = w_к i_к. \tag{22-1}$$

Так как, согласно принятому допущению, для стали $\mu_c = \infty$, то в сердечниках $H_c = 0$ и вместо (22-1) получим

$$2H\delta = w_к i_к, \tag{22-2}$$

где H — напряженность магнитного поля в зазоре.

На основании выражения (22-2) индукция в зазоре

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0}{\delta}\,\frac{w_к i_к}{2}.$$

Назовем величину

$$\boxed{\Lambda_\delta = \mu_0/\delta} \tag{22-3}$$

у д е л ь н о й   м а г н и т н о й   п р о в о д и м о с т ь ю   в о з д у ш н о г о   з а з о р а и величину

$$F_{кt} = w_к i_к/2 \tag{22-4}$$

— н а м а г н и ч и в а ю щ е й   с и л о й (н. с.) или м а г н и т о д в и ж у щ е й   с и л о й (м. д. с.) катушки на один зазор. Тогда

$$B = \Lambda_\delta F_{кt}. \tag{22-5}$$

Указанный ряд катушек создает в зазоре прямоугольную волну магнитной индукции B (рис. 22-1, *б*). В соответствии с выражением (22-5) эта волна в другом масштабе представляет собой также волну н. с. данного ряда катушек. Так как, согласно (22-5), величина B пропорциональна $F_{кt}$, то в дальнейшем можно рассматривать намагничивающие силы.

Прямоугольную волну н. с. $F_к$ (рис. 22-1, *б*) можно разложить в ряд Фурье. Так как отрицательные полупериоды этой волны при их сдвиге на угол $\alpha = \pi$ симметричны (относительно оси абсцисс) положительным полупериодам, то волна содержит только нечетные гармоники ($\nu = 1, 3, 5 \ldots$). Выберем начало отсчета угла α по оси симметрии катушки. Тогда кривая рис. 22-1, *б* будет симметрична относительно оси ординат и содержать только косинусные члены.

Таким образом,

$$F_к = F_{кt1}\cos\alpha + F_{кt3}\cos 3\alpha + \ldots + F_{кt\nu}\cos\nu\alpha + \ldots \tag{22-6}$$

Согласно теории рядов Фурье, амплитуда ν-й гармоники

$$F_{\kappa t\nu}=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^{2\pi} F_{\kappa t}\cos\nu\alpha\, d\alpha,$$

а для симметричной кривой рис. 22-1, *б*

$$F_{\kappa t\nu}=\frac{4}{\pi}\int\limits_0^{\pi/2} F_{\kappa t}\cos\nu\alpha\, d\alpha=\frac{4}{\nu\pi}F_{\kappa t}\sin\frac{\nu\pi}{2}. \qquad (22\text{-}7)$$

На рис. 22-1, *б* показаны кривые гармоник н. с. $\nu = 1$ и $\nu = 3$. Если ток катушки переменный

$$i_\kappa=\sqrt{2}\, I_\kappa \cos\omega t, \qquad (22\text{-}8)$$

то на основании выражений (22-4) и (22-7)

$$F_{\kappa t\nu}=F_{\kappa\nu}\cos\omega t, \qquad (22\text{-}9)$$

где

$$F_{\kappa\nu}=\frac{2\sqrt{2}}{\nu\pi}w_\kappa I_\kappa\sin\frac{\nu\pi}{2}. \qquad (22\text{-}10)$$

Равенство (22-6) при этом приобретает вид

$$F_\kappa=\sum_{\nu=1,3,5} F_{\kappa\nu}\cos\omega t\cos\nu\alpha. \qquad (22\text{-}11)$$

Согласно равенству (22-11), н. с. рассматриваемого ряда катушек состоит из бесконечного ряда гармоник ν, каждая из которых изменяется в пространстве ($\cos\nu\alpha$) и во времени ($\cos\omega t$) по синусоидальному закону. Иными словами, н. с. этого ряда катушек представляет собой ряд неподвижных пространственных гармоник (рис. 22-1, *б*), амплитуды которых $F_{\kappa t\nu}$ пульсируют во времени по синусоидальному закону в пределах от $+F_{\kappa\nu}$ до $-F_{\kappa\nu}$. Каждая гармоника н. с. создает подобную же гармонику магнитного поля в соответствии с соотношением (22-5). Прямоугольная волна н. с. и магнитного поля (рис. 22-1, *б*) также пульсирует во времени, и ее ординаты $F_{\kappa t}$ изменяются от значения $+F_{\kappa m}$ до $-F_{\kappa m}$, причем на основании выражений (22-4) и (22-8)

$$F_{\kappa m}=\frac{\sqrt{2}}{2}w_\kappa I_\kappa. \qquad (22\text{-}12)$$

Н. с. катушечной группы с полным шагом. На рис. 22-2 изображена катушечная группа из $q = 3$ катушек, имеющих полный шаг и сдвинутых относительно друг друга на угол

$$\gamma=\frac{2\pi p}{Z}=\frac{\pi}{mq}. \qquad (22\text{-}13)$$

Там же в виде кривых *1, 2, 3* изображены основные гармоники н. с. этих катушек для момента времени, когда $\cos\omega t = 1$. При этом предполагается, что такие катушечные группы расположены на каждом двойном полюсном делении.

Синусоидальные пространственные кривые *1, 2, 3* на рис. 22-2 сдвинуты относительно друг друга на угол γ, и их можно изображать в виде трех пространственных векторов (рис. 22-3) точно так же, как мы изображаем в виде временных векторов токи, изменяющиеся синусоидально во времени и сдвинутые относительно друг друга по фазе на угол γ.

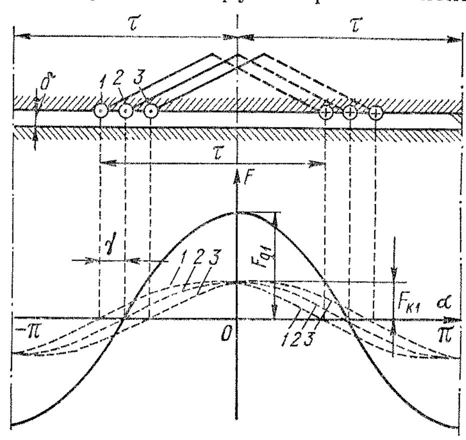


Рис. 22-2. Н. с. катушечной группы

Сумма синусоидальных кривых *1, 2, 3* на рис. 22-2 также является синусоидой (сплошная кривая на рис. 22-2) и представляет собой основную гармонику н. с. катушечной группы рис. 22-2. Амплитуда н. с. группы F_{q1} при этом равна сумме векторов рис. 22-3. Суммирование векторов $F_{\kappa 1}$ на рис. 22-3 происходит точно так же, как и суммирование э. д. с. катушечных групп на рис. 20-7 и 20-8, причем углы γ в обоих случаях равны. Поэтому

$$F_{q1}=qF_{\kappa 1}k_{p1}, \qquad (22\text{-}14)$$

где k_{p1} — коэффициент распределения обмотки для $\nu = 1$, определяемый равенствами (20-15) и (20-23). Н. с. ν-х гармоник катушек катушечной группы сдвинуты относительно друг друга на угол, больший в ν раз, т. е. на $\nu\gamma$. Просуммировав эти н. с. так же, как и на рис. 22-2 и 22-3, получим амплитуду н. с. ν-й гармоники группы:

Рис. 22-3. Сложение н. с. катушек группы

$$F_{q\nu}=qF_{\kappa\nu}k_{p\nu}, \qquad (22\text{-}15)$$

где коэффициент распределения $k_{p\nu}$ определяется равенствами (20-27) и (20-28). Обратим внимание на то, что ось н. с. катушечной группы (рис. 22-2) совпадает с осью симметрии группы. Поэтому н. с. группы при выборе начала координат по рис. 22-2 выражается равенством (22-11) при замене $F_{\kappa\nu}$ на $F_{q\nu}$.

Н. с. фазы обмотки. Двухслойную обмотку с укороченным шагом $y = \beta\tau$, как и всякую другую обмотку с укороченным шагом, можно представить в виде двух обмоток с полным шагом, сдвинутых относительно друг друга на величину укорочения шага $(1 - \beta)\tau$ (рис. 22-4, *а*). Это следует из того, что изображенные на рис. 22-4, *а* катушечные группы с полным шагом $y = \tau$ можно пересоединить в катушечные группы двухслойной обмотки с укороченным шагом $y = \beta\tau$ так, что направления токов в катушечных сторонах не изменятся. Очевидно, что при таком пересоединении э. д. с. E и н. с. F обмотки также не изменятся.

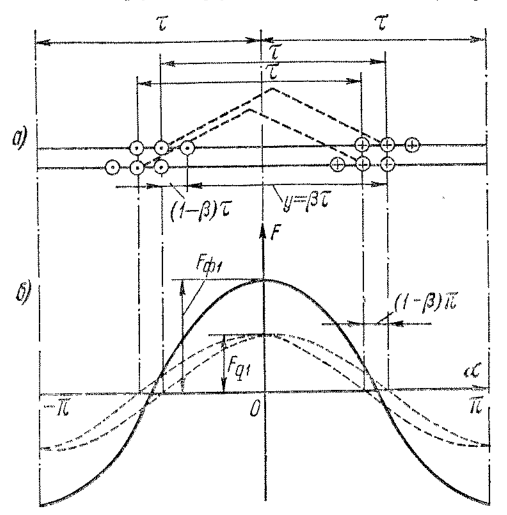


Рис. 22-4. Н. с. фазы обмотки с укороченным шагом

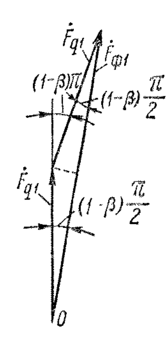


Рис. 22-5. Сложение н. с. двух слоев фазы обмотки

На рис. 22-4, *б* для момента времени, когда $\cos \omega t = 1$, штриховыми кривыми показаны основные гармоники верхнего и нижнего слоев обмотки (рис. 22-4, *а*), сдвинутые на угол укорочения шага $(1 - \beta)\pi$. Там же изображена результирующая основная гармоника двух слоев обмотки.

Векторы н. с. слоев обмотки $\dot{F}_{q1}$ и их результирующая $\dot{F}_{ф1}$ изображены на рис. 22-5. Векторы высших гармоник н. с. вместо угла $(1 - \beta)\pi$ будут сдвинуты на угол $\nu(1 - \beta)\pi$. Поэтому на основании рис. 22-5 для амплитуды ν-й гармоники н. с. фазы получим

$$F_{ф\nu} = 2F_{q\nu} \cos \nu (1 - \beta) \frac{\pi}{2}.$$

Подставим сюда $F_{q\nu}$ из (22-15), а затем $F_{к\nu}$ из (22-10) и учтем, что

$$\sin \frac{\nu\pi}{2} \cos \nu (1 - \beta) \frac{\pi}{2} = \sin \frac{\nu\pi}{2} \left(\cos \frac{\nu\pi}{2} \cos \frac{\nu\beta\pi}{2} + \sin \frac{\nu\pi}{2} \sin \frac{\nu\beta\pi}{2} \right) =$$
$$= \sin^2 \frac{\nu\pi}{2} \sin \frac{\nu\beta\pi}{2} = \sin \frac{\nu\beta\pi}{2},$$

так как при нечетном ν

$$\cos \frac{\nu\pi}{2} = 0; \quad \sin \frac{\nu\pi}{2} = \pm 1.$$

Тогда найдем, что

$$F_{ф\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\nu\pi} 2qw_к k_{y\nu} k_{p\nu} I_к, \qquad (22\text{-}16)$$

где величина

$$k_{y\nu} = \sin \frac{\nu\beta\pi}{2},$$

совпадающая с $k_{y\nu}$ по формуле (20-26), представляет собой коэффициент укорочения шага обмотки для ν-й гармоники.

Число последовательно соединенных витков фазы двухслойной обмотки

$$\boxed{w = \frac{2pqw_к}{a}} \qquad (22\text{-}17)$$

и ток катушки

$$I_к = I/a, \qquad (22\text{-}18)$$

где a — число параллельных ветвей обмотки и I — ток фазы.

Введя в равенство (22-16) значения w и I, определяемые формулами (22-17) и (22-18), получим окончательное выражение для амплитуды ν-й гармоники н. с. фазы обмотки:

$$\boxed{F_{ф\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об\,\nu}}{\nu p} I = 0{,}9 \frac{wk_{об\,\nu}}{\nu p} I,} \qquad (22\text{-}19)$$

где

$$k_{об\,\nu} = k_{p\nu} k_{y\nu} \qquad (22\text{-}20)$$

является обмоточным коэффициентом ν-й гармоники.

Выражение (22-19) действительно также и для однослойных обмоток при соответствующим образом вычисленных значениях $k_{об\nu}$ (см. § 21-3).

Для н. с. фазы в целом действительно выражение

$$\boxed{F_{фt} = \sum_{\nu = 1, 3, 5} F_{ф\nu} \cos \omega t \cos \nu\alpha,} \qquad (22\text{-}21)$$

которое получим из соотношения (22-11) при замене $F_{к\nu}$ на $F_{ф\nu}$. Начало осей при этом совпадает с осью фазы обмотки (рис. 22-4).

Согласно равенству (22-21), н. с. фазы $F_{фt}$ также представляет собой сумму неподвижных в пространстве и пульсирующих во времени гармоник.

Как будет установлено в последующих главах, высшие гармоники н. с. вызывают в машинах ряд нежелательных явлений (добавочные вращающие моменты и потери, увеличение индуктивных сопротивлений обмоток и пр.). Поэтому целесообразно добиваться их уменьшения.

Из формулы (22-19) следует, что величина $F_{\phi\nu}$ обратно пропорциональна порядковому номеру гармоники ν и зависит от обмоточного коэффициента $k_{об\nu}$.

Поскольку $k_{y\nu}$ и $k_{p\nu}$ в формулах (22-19) и (22-20) вычисляются по тем же выражениям, что и при определении э. д. с. обмотки, то отсюда следует, что меры, принимаемые для подавления высших гармоник э. д. с. (укорочение шага и распределение обмотки), приводят также к подавлению высших гармоник н. с.

Коэффициент скоса пазов $k_{c\nu}$ [см. выражение (20-29)] в формулы (22-19) и (22-20) не входит, так как н. с., создаваемая обмоткой, ориентирована вдоль ее пазов, как по направляющим, и поэтому скос пазов вызывает лишь скос волн н. с. в тангенциальном направлении, но не изменяет их амплитуды.

Для гармоник н. с. зубцового порядка ν_z, определяемых равенством (20-34), коэффициент $k_{y\nu}k_{p\nu} = \pm k_{y1}k_{p1}$, и поэтому из числа высших гармоник эти гармоники выражены наиболее сильно. При $q = 2$, например, гармониками зубцового порядка будут $\nu = \nu_z = 11, 13, 23, 25...$, а при $q = 3$ — соответственно $\nu_z = 17, 19, 35, 37...$ При $q = 1$ все высшие гармоники н. с. являются гармониками зубцового порядка. Очевидно, что ослабления гармоники н. с. зубцового порядка можно достичь только увеличением q, так как при этом порядок ν_z увеличивается.

Вращающиеся волны н. с. Используя известную тригонометрическую формулу, каждый член равенства (22-21) можно выразить в следующем виде:

$$F_{\phi\nu}\cos\omega t\cos\nu\alpha = \frac{1}{2}F_{\phi\nu}\cos(\omega t - \nu\alpha) + \frac{1}{2}F_{\phi\nu}\cos(\omega t + \nu\alpha). \tag{22-22}$$

Каждый из правых членов этого равенства представляет собой вращающуюся волну н. с., которая распределена в пространстве вдоль координаты α по синусоидальному закону и имеет амплитуду $^1/_2\, F_{\phi\nu}$. Действительно, вообразим, что мы наблюдаем за какими-либо точками этих двух волн, имеющими постоянные значения н. с. Тогда для этих точек

$$\cos(\omega t - \nu\alpha) = \text{const}; \quad \cos(\omega t + \nu\alpha) = \text{const}$$

и, следовательно,

$$\omega t - \nu\alpha = \text{const}; \quad \omega t + \nu\alpha = \text{const}.$$

Дифференцируя последние равенства по t, найдем

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{\nu}; \quad \frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\omega}{\nu}. \tag{22-23}$$

Производные в равенствах (22-23) представляют собой угловые скорости вращения волн, выражаемые в радианах (электрических)

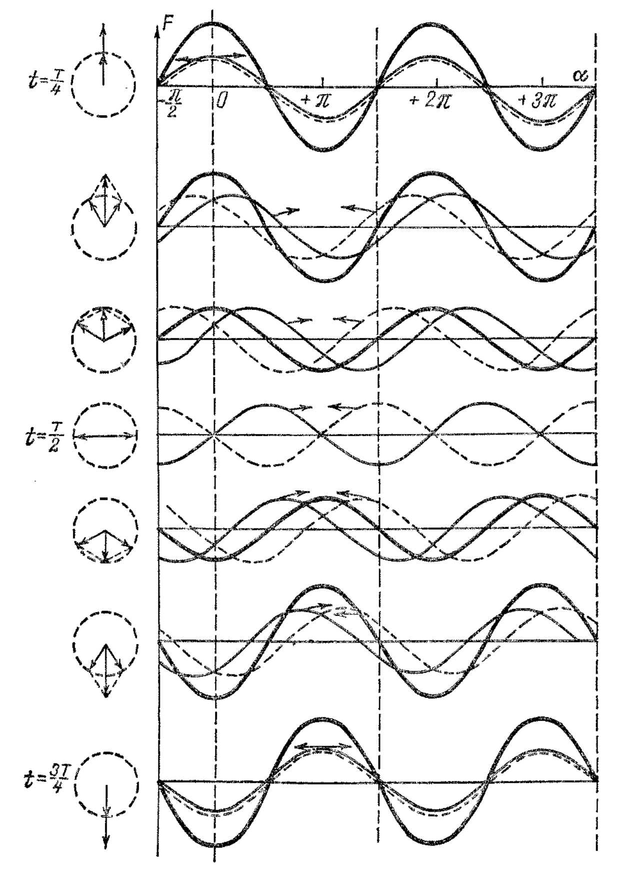


Рис. 22-6. Разложение пульсирующего поля на два вращающихся

в секунду. Согласно равенствам (22-23), первый член правой части (22-22) представляет собой прямую волну ($d\alpha/dt > 0$), т. е. волну, вращающуюся в направлении положительных углов α, а второй

член — обратную волну ($d\alpha/dt < 0$). Угловые скорости вращения гармонических волн обратно пропорциональны порядку гармоники ν. Основные гармоники ($\nu = 1$) вращаются с электрической угловой скоростью

$$\boxed{\Omega_1 = \omega = 2\pi f,} \qquad (22\text{-}24)$$

что соответствует скорости вращения поля n_1 согласно выражению (19-2).

Действительно, на основании равенства (19-2) угловая скорость вращения поля в механических единицах угла

$$\boxed{\Omega_{1мх} = 2\pi n_1 = 2\pi f_1/p} \qquad (22\text{-}25)$$

и в электрических единицах угла

$$\Omega_1 = p\Omega_{1мх} = 2\pi f_1.$$

Разложение неподвижной пульсирующей во времени волны н. с. [левая часть (22-22)] на вращающиеся [правая часть (22-22)] можно проиллюстрировать также с помощью рис. 22-6, на котором в векторном и функциональном изображениях представлены две волны, вращающиеся в противоположных направлениях с одинаковыми скоростями, и их сумма (сплошная жирная линия). Как видно из этого рисунка, две вращающиеся в разных направлениях волны образуют одну неподвижную пульсирующую волну с удвоенной амплитудой и наоборот — одна пульсирующая волна разлагается на две волны с половинными амплитудами, вращающимися в противоположных направлениях.

Очевидно, что полученные в данном параграфе результаты целиком применимы для н. с. однофазной обмотки. Эту н. с. в соответствии с изложенным можно рассматривать состоящей из неподвижных пульсирующих или вращающихся в противоположных направлениях гармоник н. с.

§ 22-2. Намагничивающие силы многофазных обмоток

Н. с. трехфазной обмотки при симметричной нагрузке. Допустим, что трехфазная обмотка с целым числом пазов на полюс и фазу (рис. 22-7, *а*) нагружена симметричными токами:

$$\boxed{\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}\, I \cos \omega t; \\ i_b &= \sqrt{2}\, I \cos (\omega t - 2\pi/3); \\ i_c &= \sqrt{2}\, I \cos (\omega t - 4\pi/3). \end{aligned}} \qquad (22\text{-}26)$$

Направим ось α в сторону чередования фаз и отметим оси отдельных фаз обмотки (рис. 22-7, *б*). Н. с. ν-х гармоник отдельных фаз относительно осей своих фаз выражается равенством (22-22), если для фаз B и C заменить ωt соответственно на $\omega t - 2\pi/3$ и $\omega t - 4\pi/3$.

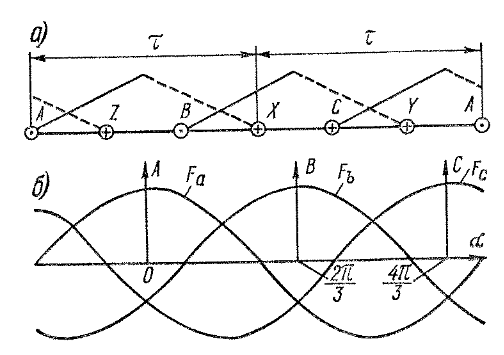


Рис. 22-7. Н. с. трех фаз обмотки

Для суммирования н. с. отдельных фаз будем отсчитывать углы α от оси фазы A. Тогда для фаз B и C в выражении (22-22) нужно заменить угол α соответственно на $\alpha - 2\pi/3$ и $\alpha - 4\pi/3$. Таким образом, вращающиеся волны ν-х гармоник н. с. отдельных фаз выражаются равенствами:

$$\left.\begin{aligned} F_{a\nu} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos(\omega t - \nu\alpha) + \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos(\omega t + \nu\alpha); \\ F_{b\nu} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \nu\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right] + \\ &+ \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \nu\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; \\ F_{c\nu} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - \nu\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)\right] + \\ &+ \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \nu\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (22\text{-}27)$$

Сложим сначала прямые гармоники н. с. фаз. Эти гармоники, согласно равенствам (22-27), можно представить в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} F_{a\nu пр} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[(\omega t - \nu\alpha) + 0\,(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right]; \\ F_{b\nu пр} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[(\omega t - \nu\alpha) + 1\,(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right]; \\ F_{c\nu пр} &= \frac{1}{2} F_{ф\nu} \cos\left[(\omega t - \nu\alpha) + 2\,(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (22\text{-}28)$$

На основании равенств (22-28) прямые гармоники н. с. фаз являются синусоидами или векторами, сдвинутыми относительно друг друга на угол $(\nu - 1)\,2\pi/3$. Определим их сумму.

Нечетные гармоники $\nu = 1, 3, 5\ldots$ можно разбить на три группы:

$$\left.\begin{aligned} &1)\ \nu = mk = 3k\ (k=1,\ 3,\ 5,\ \ldots;\ \nu=3,\ 9,\ 15,\ \ldots);\\ &2)\ \nu = 2mk+1 = 6k+1\ (k=0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots;\ \nu=1,\ 7,\ 13,\ 19,\ \ldots);\\ &3)\ \nu = 2mk-1 = 6k-1\ (k=1,\ 2,\ 3,\ \ldots;\ \nu=5,\ 11,\ 17,\ \ldots). \end{aligned}\right\} \qquad (22\text{-}29)$$

Для первой группы гармоник угол сдвига гармоник н. с. отдельных фаз составляет

$$(\nu - 1)\frac{2\pi}{3} = (3k - 1)\frac{2\pi}{3} = 2\pi k - \frac{2\pi}{3}$$

или $-120°$ (рис. 22-8, *а*). Синусоидальные волны или векторы н. с. трех фаз поэтому сдвинуты относительно друг друга в пространстве

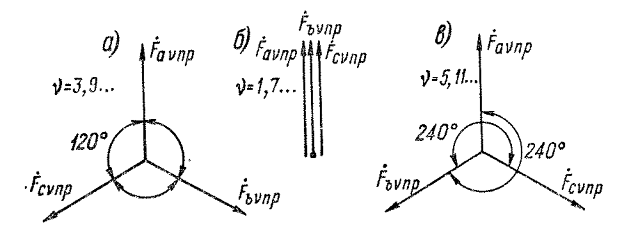


Рис. 22-8. Сложение прямых гармоник н. с. фаз

на 120°, вследствие чего сумма этих гармоник равна нулю. Следовательно, прямые гармоники, кратные трем, в кривой н. с. отсутствуют.

Для второй группы гармоник (22-29) угол сдвига равен

$$(\nu - 1)\frac{2\pi}{3} = (6k + 1 - 1)\frac{2\pi}{3} = 4\pi k$$

или 0°, и эти гармоники поэтому суммируются арифметически (рис. 22-8, *б*), т. е. утраиваются.

Для третьей группы гармоник угол сдвига составляет

$$(\nu - 1)\frac{2\pi}{3} = (6k - 1 - 1)\frac{2\pi}{3} = 4k\pi - \frac{4\pi}{3}$$

или 240° (рис. 22-8, *в*), и сумма их поэтому также равна нулю.

Аналогичным образом можно убедиться в том, что из числа обратных гармоник, выраженных вторыми членами правой части равенств (22-27), обращаются в нуль суммы гармоник первых двух групп (22-29), а совпадают по фазе и суммируются арифметически гармоники третьей группы. Таким образом, н. с. трехфазной обмотки при симметричной нагрузке не содержит гармоник, кратных трем, и состоит из прямых гармоник $\nu = 6k + 1 = 1, 7, 13, 19\ldots$ и обратных $\nu = 6k - 1 = 5, 11, 17\ldots$ Основная гармоника ($\nu = 1$) является прямой и вращается в направлении чередования фаз обмотки.

Скорость вращения гармоник н. с. обратно пропорциональна ν, а их амплитуды в соответствии с равенствами (22-19) и (22-28)

$$F_\nu = \frac{3}{2}F_{\phi\nu} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{wk_{об\nu}}{\nu p}\,I = 1{,}35\,\frac{wk_{об\nu}}{\nu p}\,I. \qquad (22\text{-}30)$$

В общем случае симметричная m-фазная обмотка при ее симметричной нагрузке создает только вращающиеся гармоники н. с., амплитуды которых на полюс равны

$$\boxed{F_\nu = \frac{m}{2}F_{\phi\nu} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{wk_{об\nu}}{\nu p}\,I.} \qquad (22\text{-}31)$$

Полная н. с. трехфазной обмотки при симметричной нагрузке в соответствии с изложенным выражается равенством

$$\boxed{F_t = \sum_{\nu = 6k \pm 1} F_\nu \cos(\omega t \mp \nu\alpha),} \qquad (22\text{-}32)$$

где верхние знаки относятся к прямым гармоникам и нижние — к обратным. Равенство (22-32) действительно и для других многофазных обмоток, однако состав высших гармоник будет другим.

В ряде случаев целесообразно выражать амплитуды н. с. не через данные обмотки и ток фазы, а через линейную нагрузку.

Под линейной нагрузкой A обмотки переменного тока понимается сумма действующих значений тока всех проводников обмотки на единицу длины окружности якоря:

$$\boxed{A = \frac{m2wI}{2p\tau} = \frac{mwI}{p\tau}.} \qquad (22\text{-}33)$$

Значения величины A по (22-33) при $I = I_н$ для ряда выполненных машин указаны в табл. 19-2 и 19-3.

Подставив величину mwI из равенства (22-33) в (22-31), получим

$$\boxed{F_\nu = \frac{\sqrt{2}\,A\tau k_{об\nu}}{\nu\pi}.} \qquad (22\text{-}34)$$

При этом амплитуда основной гармоники н. с.

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}\, A\tau k_{об1}}{\pi}. \qquad (22\text{-}35)$$

Н. с. трехфазной обмотки при несимметричной нагрузке анализируется методом симметричных составляющих. Очевидно, что полученные выше результаты в этом случае действительны для токов прямой последовательности I_1.

Токи обратной последовательности I_2 имеют обратное чередование фаз и сдвинуты также на углы 120°. Эти токи создают такие же н. с., как и токи прямой последовательности, но вращающиеся по отношению к первым в противоположных направлениях.

Основная гармоника н. с. ($\nu = 1$) при этом вращается в обратном направлении.

При одновременном действии токи I_1 и I_2 создают н. с. прямой (F_1) и обратной (F_2) последовательности, векторы которых вращаются с одинаковыми скоростями в противоположных направлениях (рис. 22-9), и амплитуда результирующего поля основных гармоник описывает эллипс, в связи с чем такое поле называется также эллиптическим. Если существует только вращающееся поле токов одной последовательности, то такое поле называется круговым вращающимся полем, так как в этом случае вместо эллипса получается окружность.

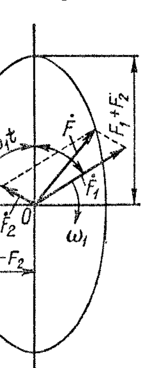


Рис. 22-9. Образование эллиптического вращающегося поля

Н. с. токов нулевой последовательности

$$i_a = i_b = i_c = \sqrt{2}\, I_0 \cos \omega t \qquad (22\text{-}36)$$

необходимо рассмотреть отдельно.

Используем для н. с. фаз от токов нулевой последовательности выражение (22-21). Тогда для ν-х гармоник трех фаз имеем

$$F_{a\nu} = F_{ф\nu} \cos \omega t \cos \nu\alpha;$$
$$F_{b\nu} = F_{ф\nu} \cos \omega t \cos \nu (\alpha - 2\pi/3);$$
$$F_{c\nu} = F_{ф\nu} \cos \omega t \cos \nu (\alpha - 4\pi/3).$$

Очевидно, что эти н. с. во времени совпадают по фазе и сдвинуты в пространстве на углы $\nu 2\pi/3$. Для гармоник, кратных трем ($\nu = 3k$), угол сдвига составляет $2\pi k$ или 0°, и поэтому эти гармоники складываются арифметически. Но для гармоник $\nu = 6k \pm 1$ угол сдвига равен

$$\nu \frac{2\pi}{3} = (6k \pm 1)\frac{2\pi}{3} = 4\pi k \pm \frac{2\pi}{3}$$

или ±120°, и поэтому сумма этих гармоник равна нулю.

Таким образом, токи нулевой последовательности создают только пульсирующие н. с. гармоник, кратных трем, а основная и другие нечетные гармоники в кривой н. с. отсутствуют. Н. с. этих токов выражается равенством

$$F = \sum_{\nu = 3, 9, 15} F_{\nu 0} \cos \omega t \cos \nu\alpha, \qquad (22\text{-}37)$$

где амплитуда

$$F_{\nu 0} = 3F_{ф\nu 0} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi}\frac{wk_{об\nu}}{\nu p} I_0 = 2{,}7\,\frac{wk_{об\nu}}{\nu p} I_0. \qquad (22\text{-}38)$$

Н. с. двухфазной обмотки при симметричной нагрузке токами

$$\left.\begin{aligned} I_a &= \sqrt{2}\, I \cos \omega t; \\ I_b &= \sqrt{2}\, I \cos (\omega t - 90^\circ), \end{aligned}\right\} \qquad (22\text{-}39)$$

сдвинутыми по фазе на 90°, можно проанализировать так же, как и для трехфазной обмотки, учитывая при этом, что фазы двухфазной обмотки сдвинуты в пространстве тоже на 90°.

Из такого анализа получаются следующие выводы:

1. В кривой н. с. сохраняются все нечетные гармоники, из которых гармоники

$$\nu = 2mk + 1 = 4k + 1 \quad (k = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots) \qquad (22\text{-}40)$$

или ν = 1, 5, 9, 13... являются прямыми, а гармоники

$$\nu = 2mk - 1 = 4k - 1 \quad (k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots) \qquad (22\text{-}41)$$

или ν = 3, 7, 11... — обратными.

2. Амплитуда н. с. выражается равенством (22-31) при $m = 2$ или равенством (22-19).

Таким образом, амплитуда вращающейся н. с. двухфазной обмотки равна амплитуде пульсирующей н. с. одной фазы обмотки. Этот результат отражает то обстоятельство, что два вектора F_a и F_b, неподвижных в пространстве со сдвигом на 90° и пульсирующих

во времени со сдвигом по фазе также на 90°, в сумме образуют вращающийся вектор с той же амплитудой (рис. 22-10).

Следовательно, две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90°, при питании их одинаковыми по значению токами, сдвинутыми по фазе также на 90°, создают вращающееся магнитное поле.

Н. с. трехфазной обмотки при несинусоидальных токах. В некоторых случаях (работа генераторов на выпрямительную нагрузку,

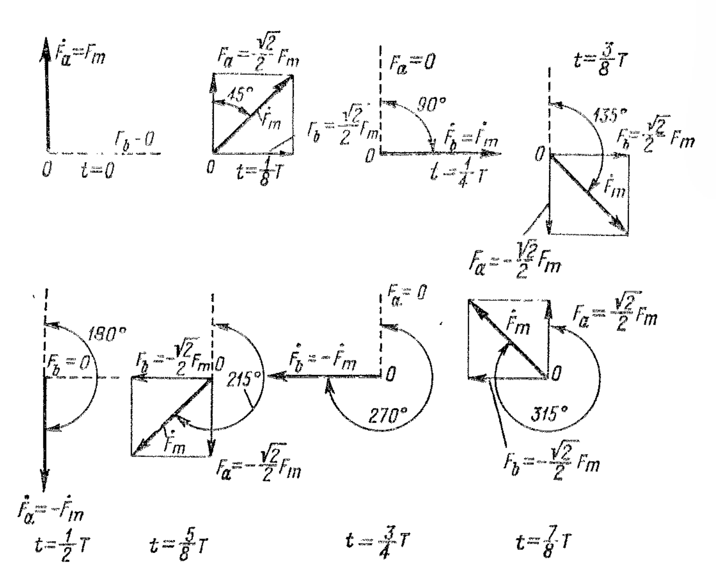


Рис. 22-10. Образование вращающегося поля двухфазной обмотки

питание двигателей через вентильные преобразователи частоты) токи фаз несинусоидальны. В таких случаях кривую тока можно разложить на основную и высшие временны́е гармоники и исследовать действие каждой гармоники тока по отдельности. Каждая k-я гармоника тока, имеющая частоту $f_к = kf_1$, создает такой ряд пространственных гармоник н. с., как и основная гармоника, но вращающихся в k раз быстрее. Наибольшей среди них является основная пространственная гармоника с числом полюсов $2p$. Магнитное поле этой гармоники вращается относительно ротора и индуктирует в массивных частях ротора синхронных машин, в их успокоительных и пусковых обмотках и в обмотках роторов асинхронных машин токи, которые вызывают излишние потери и нагрев машины.

Н. с. беличьей клетки. Анализ этого вопроса здесь опускается. Приведем лишь его результаты.

Если вращающееся магнитное поле с p парами полюсов индуктирует в беличьей клетке с Z стержнями систему токов со сдвигом по фазе в соседних стержнях на угол γ [см. выражение (21-14)], то эта беличья клетка создает бесконечный ряд прямо вращающихся гармоник с порядковыми числами

$$\nu = k\frac{Z}{p} + 1 \quad (k = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots) \qquad (22\text{-}42)$$

и такой же ряд обратно вращающихся гармоник с порядковыми числами

$$\nu = k\frac{Z}{p} - 1 \quad (k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots). \qquad (22\text{-}43)$$

Равенство (22-42) при $k = 0$ определяет основную гармонику н. с. Например, при $Z = 18$ и $p = 2$ получим прямые гармоники $\nu = 1,\ 10,\ 19,\ 28\ldots$ и обратные гармоники $\nu = 8,\ 17,\ 26\ldots$

Равенства (22-42) и (22-43) можно истолковать следующим образом.

В двух последних равенствах (22-29) и в равенствах (22-40), (22-41) числа 6 и 4 перед k равны числам фазных зон рассматриваемых обмоток на пару полюсов. В (22-42) и (22-43) величина Z/p определяет число стержней на пару полюсов. Токи в этих стержнях сдвинуты по фазе подобно токам фазных зон обычной многофазной обмотки, и поэтому данные стержни аналогичны фазным зонам. В связи с этим вместо $2m$ в равенства (22-42) и (22-43) входит Z/p.

При достаточно большом Z/p беличья клетка имеет большое число фаз и ее н. с. содержит мало гармоник низких порядков, приближаясь поэтому к синусоиде.

Совпадение выражений (22-42), (22-43) с (20-34) указывает на то, что все гармоники н. с. беличьей клетки являются гармониками зубцового порядка. Это вполне естественно, так как в беличьей клетке каждый стержень представляет собой отдельную фазу и поэтому $q = 1$.

Если Z/p — не целое число, то н. с. беличьей клетки содержит гармоники ν дробного порядка, для которых величины полюсных делений τ и τ_ν не являются кратными.

Амплитуды гармоник н. с. беличьей клетки определяют по равенству (22-31) при подстановке $m = Z$, $w = 1/2$, $k_{об\nu} = 1$, понимая под I ток стержня. Для этой н. с. действительно также выражение (22-32), если начало координат α совпадает с серединой зубца и фаза тока участка кольца у этого зубца определяется выражением $I_к \cos \omega t$. Для получения надлежащих знаков членов (22-32) при

этом необходимо положить

$$k_{об\nu} = \pm (-1)^k, \qquad (22\text{-}44)$$

где верхний знак относится к прямым гармоникам, а нижний — к обратным и значения k для разных ν соответствуют (22-42) и (22-43).

Представление вращающегося поля в виде двух пульсирующих полей. Выражение для вращающейся основной гармоники н. с. [см. формулу (22-32)] можно видоизменить следующим образом:

$$F_1 \cos(\omega t \mp \alpha) = F_1 \cos \omega t \cos \alpha \pm F_1 \sin \omega t \sin \alpha. \qquad (22\text{-}45)$$

Два члена правой части (22-45) представляют собой два неподвижных пульсирующих поля, которые сдвинуты в пространстве на 90° ($\cos \alpha$ и $\sin \alpha$) и пульсируют во времени со сдвигом по фазе также на 90° ($\cos \omega t$ и $\sin \omega t$).

Такая замена вращающегося поля двумя неподвижными пульсирующими полями удобна при анализе некоторых вопросов теории машин с электрической и магнитной несимметрией по двум взаимно перпендикулярным осям (например, явнополюсные синхронные машины) и может быть распространена также на высшие гармоники поля. В любом случае можно представить себе также, что такие поля создаются некоторой воображаемой двухфазной обмоткой (см. рис. 22-10).

§ 22-3. Графический метод анализа намагничивающей силы обмотки

Построение кривой н. с. обмотки с целым q. Из рассмотрения рис. 22-1 следует, что кривая н. с. катушки изменяется скачком на значение полного тока катушки $w_к i_к$ в местах расположения катушечных сторон, а на участках, лишенных тока, значение н. с. не изменяется. Направление скачка кривой н. с. при этом определяется направлением тока в катушке. Поскольку для н. с. применим принцип наложения, то отсюда вытекает следующий простой метод построения кривой н. с. обмотки: для определенного момента времени вычерчивается (рис. 22-11, *в* и *е*) ступенчатая кривая н. с., которая изменяется скачками соответствующей величины и направления в местах расположения катушечных сторон обмотки. Этот метод, таким образом, представляет собой, в сущности, графическое интегрирование токов катушечных сторон обмотки вдоль поверхности якоря.

На практике кривая н. с. строится следующим образом.

Вычерчивается график распределения катушечных сторон по фазным зонам (см. рис. 22-11, *а*, где сечения катушек разных фаз изображены разными фигурами). Затем для определенного момента времени определяются значения и направления токов в катушечных сторонах, которые указываются там же. На рис. 22-11, *а* принят момент времени, когда токи катушек в зонах A, B, C равны соответственно

$$i_a = +I_m; \; i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m,$$

а в зонах X, Y, Z они равны этим величинам с обратным знаком. Положительные токи на рис. 22-11, *а* обозначены точками, а отрицательные — крестиками. На рис. 22-11, *б* представлен также график распределения тока пазов вдоль окружности якоря и его основной гармоники, вычерчивание которого не обязательно. При вычерчивании кривой н. с. (рис. 22-11, *в*) откладывают в соответствующих направлениях ступеньки, равные значениям полных токов соответствующих пазов. Если ток $w_к I_m$ принять за единицу, то величина первых трех ступенек кривой рис. 22-11, *в* будет равна соответственно 2, $1^1/_2$ и 1 единицам. Полученную кривую н. с. (рис. 22-11, *в*) разделяют осью абсцисс таким образом, чтобы сумма площадей положительных полуволн (полюсов) равнялась сумме площадей отрицательных полуволн (полюсов), ибо вследствие непрерывности магнитных линий суммы потоков противоположных полярностей должны быть равны. При целом q все полуволны кривой имеют одинаковую форму и ось абсцисс является осью симметрии кривой.

На рис. 22-11, *г*, *д* и *е* указанные построения повторены для случая, когда фаза токов изменилась на 30° и

$$i_a = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m; \; i_b = 0; \; i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m.$$

Кривые н. с. позволяют определить н. с. в любых точках окружности и, в частности, ее максимальные значения. Кривую н. с. можно разложить известными методами на гармоники (штриховые кривые на рис. 22-11, *в* и *е* для $\nu = 1$) и определить их амплитуды.

На основании рис. 22-11 можно отметить следующее.

При изменении фазы тока на некоторый угол (на рис. 22-11, *е* на 30° по сравнению с рис. 22-11, *в*) кривая н. с. в целом и ее основная гармоника смещаются на такой же угол. Изменение при этом формы кривой свидетельствует о том, что ее разные гармоники вращаются с разными скоростями. При увеличении q зубцы кривой н. с. становятся относительно меньше и удельный вес высших гармоник в кривой уменьшается. При $q \to \infty$ (равномерно распреде-

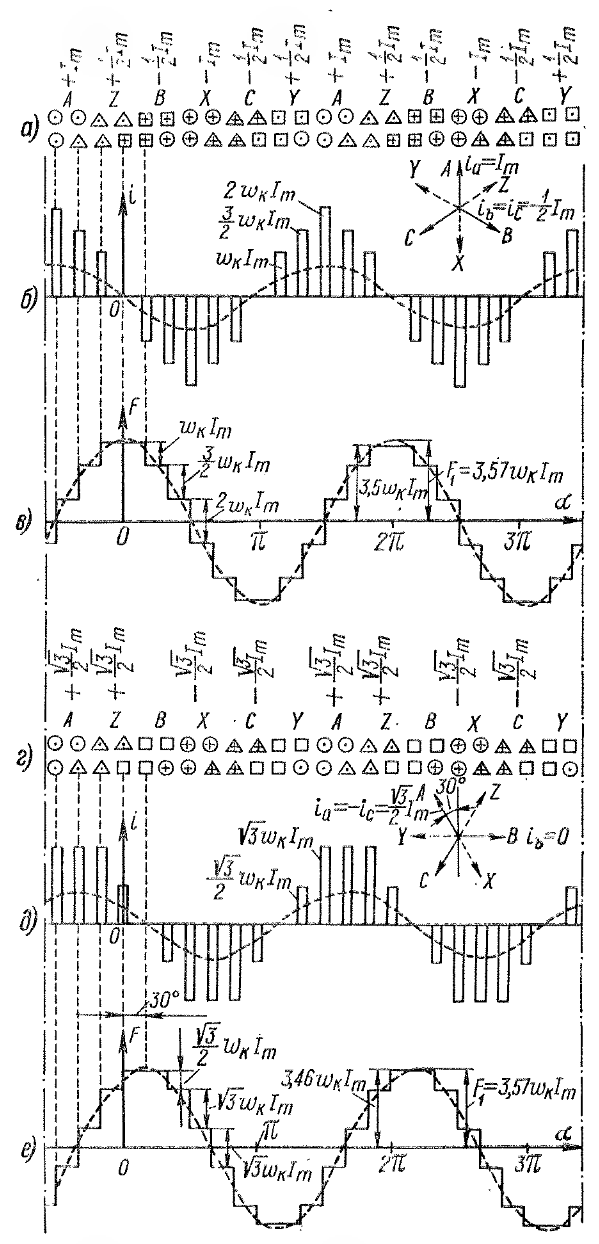


Рис. 22-11. Построение кривой н. с. трехфазной двухслойной обмотки с $Z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$, $y = {}^5/_6\tau$ (см. схемы рис. 21-1 и 21-4)

ленная обмотка) кривая н. с. в наибольшей степени приближается к синусоиде. Укорочение шага также приближает кривую к синусоиде, так как градация величин ступеней кривой н. с. вследствие перекрытия фазных зон разных слоев обмотки при этом увеличивается. Наилучшая кривая н. с. получается при укорочении шага обмотки на половину фазной зоны (при зоне 60° шаг $y = {}^5/_6\tau$, как

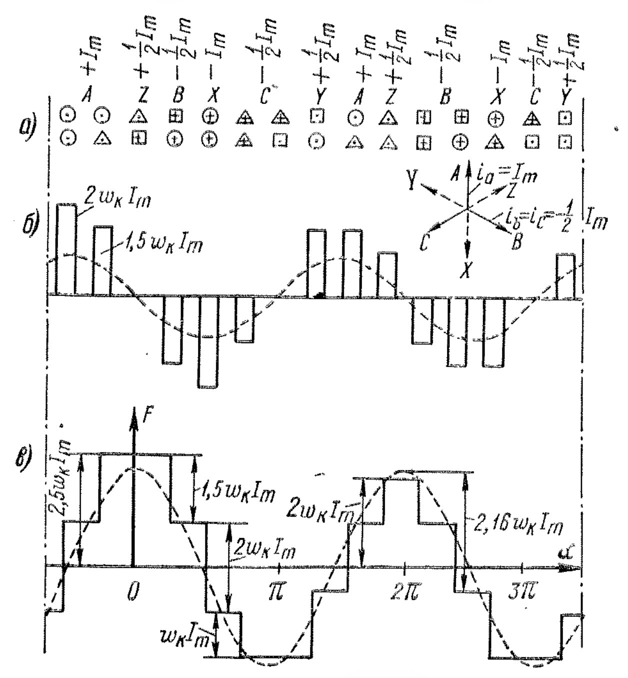


Рис. 22-12. Кривая н. с. трехфазной двухслойной дробной обмотки с $Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1^1/_4$, $y = 0{,}8\tau$ (см. схемы рис. 21-5 и 21-7)

на рис. 22-11), когда кривая н. с. каждого полюса состоит из $2m$ участков с разными крутизнами подъема вместо m участков при $y = \tau$.

Кривая н. с. дробной обмотки. На рис. 22-12 изложенным выше графическим методом построена кривая н. с. трехфазных двухслойных дробных обмоток, изображенных на рис. 21-5 и 21-7, для момента времени, когда $i_a = I_m$, $i_b = i_c = -\frac{1}{2}I_m$. Рис. 22-12 выполнен для половины окружности статора (4τ). Из этого рисунка можно сделать следующие выводы о свойствах н. с. дробных обмоток.

Формы кривых н. с. северных и южных полюсов дробной обмотки неодинаковы, и поэтому наряду с нечетными существуют также четные гармоники н. с. В общем случае, при знаменателе дробности $d > 2$, кривые н. с. на протяжении

различных пар полюсов различны, период кривой L поэтому больше 2τ (на рис. 22-12 имеем $L = 4\tau$) и при разложении ее в ряд Фурье появляются гармоники ν с полюсным делением $\tau_\nu > \tau$. Порядок этих гармоник н. с. $\nu = \tau/\tau_\nu < 1$, и они называются низшими. Поля этих гармоник вращаются быстрее поля основной гармоники [см. равенство (22-23)]. Появляются также высшие гармоники ($\nu > 1$), порядок которых ν не выражается целым числом.

Можно показать, что н. с. трехфазной дробной обмотки с фазной зоной 60° содержит гармоники

$$\nu = \frac{6k}{d} \pm 1, \tag{22-46}$$

где k — любое такое положительное или отрицательное число (включая нуль), при котором $\nu > 0$.

Знак плюс в выражении (22-46) относится к прямым гармоникам (основная гармоника $\nu = 1$ является прямой и получается при $k = 0$), а знак минус — к обратным. При $d = 1$ (обмотка с целым q) равенство (22-46) определяет уже рассмотренные выше (см. § 22-2) гармоники н. с. обмотки с целым q [второе и третье равенства (22-29)].

При

$$k = k'q_э = k'\,dq = k'\,d\,\frac{Z}{6p} \qquad (k' = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots)$$

равенство (22-46) определяет гармоники н. с. зубцового порядка дробной обмотки:

$$\nu_z = k'\,\frac{Z}{p} \pm 1 \ \ (k' = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots). \tag{22-47}$$

Равенство (22-47) совпадает с (20-34), однако при q дробном ν_z также дробное.

Н. с. трехфазных дробных обмоток, изображенных на рис. 21-5, 21-7 и 22-12 ($Z = 30$, $2p = 8$, $q = 1^1/_4$, $d = 4$), согласно выражению (22-46), содержат прямые гармоники $\nu = 1,\ 2^1/_2,\ 4,\ 5^1/_2,\ 7,\ 8^1/_2 \ldots$ и обратные гармоники $\nu = {}^1/_2,\ 2,\ 3^1/_2,\ 5,\ 6^1/_2 \ldots$ При этом гармоники $\nu = 6^1/_2,\ 8^1/_2 \ldots$ являются гармониками зубцового порядка.

О вычислении обмоточных коэффициентов дробных обмоток см. в § 21-2.

В связи с тем что дробные обмотки создают магнитные поля с большим содержанием различных гармоник, которые вызывают ряд нежелательных явлений, их применение ограничено.

§ 22-4. Вращающиеся волны тока и линейной токовой нагрузки

Изменяющаяся вдоль поверхности якоря н. с. обмотки F_t является функцией координаты длины x, отсчитываемой от определенной точки поверхности якоря вдоль окружности. В § 22-3 было показано, что кривая н. с. $F_t = f(x)$ представляет собой интегральную кривую распределения тока обмотки $i_п = \varphi(x)$ вдоль окружности якоря, т. е.

$$F_t = F_t(x) = \int i_п\,dx. \tag{22-48}$$

При этом $i_п$ — значение тока обмотки на единицу длины окружности статора в некоторой точке этой окружности в определенный момент времени. В соответствии с этим кривая распределения тока обмотки является производной F_t:

$$i_п = \frac{dF_t}{dx}. \tag{22-49}$$

Интегрирование и дифференцирование синусоидальной функции приводит к синусоидальной же функции. Поэтому в соответствии с изложенным можно представить себе, что каждая гармоника н. с. F_t создается такой же гармоникой кривой распределения тока обмотки $i_п$ или синусоидальной пространственной волной тока, которая вращается синхронно с гармоникой н. с. (рис. 22-13). Очевидно, что $i_п$ можно представить себе как линейную плотность некоторого тока, распределенного по поверхности якоря.

Связь между угловой α и линейной x координатами вдоль окружности определяется зависимостью

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}\,x. \tag{22-50}$$

Возьмем из ряда (22-32) основную гармонику н. с. ($\nu = 1$):

$$F_t = F_1 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}\,x\right). \tag{22-51}$$

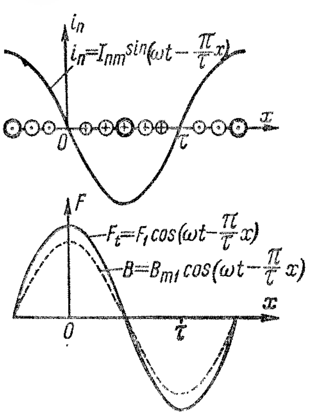


Рис. 22-13. Синусоидальная волна пространственного распределения тока и создаваемая ею волна н. с.

Соответствующую ей основную гармонику распределения тока, согласно равенству (22-49), получим дифференцированием (22-51) по x:

$$i_п = \frac{\pi}{\tau} F_1 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}\,x\right) = I_{пm} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau}\,x\right). \tag{22-52}$$

Амплитуда этой гармоники на основании выражений (22-31) и (22-32)

$$\boxed{I_{пm} = \frac{\pi}{\tau} F_1 = \frac{m\sqrt{2}}{\tau}\,\frac{w k_{об1}}{p}\,I} \tag{22-53}$$

или, согласно (22-35),

$$\boxed{I_{пm} = \sqrt{2}\,A k_{об1}.} \tag{22-54}$$

Величина $\sqrt{2}\,A$ равна амплитуде линейной нагрузки. В соответствии с выражением (22-53) амплитуда основной гармоники пространственной волны тока обмотки при $k_{об1} = 1$ также равна амплитуде линейной нагрузки. Очевидно, что физически $I_{пm}$ и $\sqrt{2}\,A$ представляют собой одну и ту же величину, а именно амплитуду тока обмотки на единицу длины окружности якоря. Вращающиеся волны тока поэтому можно назвать также вращающимися волнами линейной нагрузки. Величина $k_{об1}$ входит в выражение (22-53) потому, что A, согласно (22-33), вычисляется как среднее значение всего тока обмотки, а не его основной пространственной гармоники.

Выражения, аналогичные (22-51), (22-52) и (22-53), можно вывести и для других гармоник F_t и $i_п$.

Из изложенного следует, что получение идеальных кривых н. с. и магнитного поля, состоящих только из основных гармоник, возможно при условии, когда ток обмотки распределен вдоль окружности якоря синусоидально. Это

было бы достижимо, если бы можно было намотать на гладкой поверхности якоря обмотку с числом фаз $m \to \infty$, фазные зоны которых суживаются до нуля вместе с углом сдвига токов соседних фаз. В реальных случаях распределение тока лишь грубо приближается к синусоидальному, как видно из рис. 22-11, *б* и *д*. На этих рисунках штриховой линией показаны также кривые основной гармоники пространственной волны распределения тока, причем можно заметить, что эта гармоника вращается со скоростью основной гармоники н. с.

В большой степени к синусоиде приближаются кривые н. с. и распределения тока в так называемых синусных обмотках. В этих обмотках витки распределяются по пазам неравномерно, по закону, приближающемуся к синусоидальному. Такие обмотки применяются в некоторых типах микромашин, в которых для достижения большой точности в работе необходимо всемерно подавлять н. с. и магнитные поля высших гармоник.

Отметим, что теорию электрических машин можно построить, исходя из рассмотрения указанных синусоидальных пространственных волн распределения тока и создаваемых ими магнитных полей.

Глава двадцать третья

МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 23-1. Магнитные поля обмоток переменного тока

Общая характеристика магнитного поля обмотки. Магнитное поле, создаваемое током обмотки, подразделяется на три пространственные зоны: 1) поле воздушного зазора, 2) поле пазов и 3) поле лобовых частей обмотки.

Магнитные линии поля воздушного зазора пересекают воздушный зазор и замыкаются через сердечники статора и ротора. Это поле создается рассмотренной в предыдущей главе намагничивающей силой обмотки. Магнитное поле пазов (рис. 23-1) создается токами проводников паза, и к нему относятся линии магнитной индукции, которые не пересекают воздушного зазора и замыкаются в пределах данной части машины. Магнитное поле лобовых частей обмотки (рис. 23-2) сосредоточено в области лобовых пространств обмотки.

В действительности существует единое магнитное поле обмотки, однако, пользуясь принципом наложения, можно рассматривать перечисленные выше поля по отдельности. В частности, можно рассматривать отдельно поле тока каждого паза (см. рис. 23-1), хотя поля токов всех пазов складываются в общее поле более сложного характера.

Все магнитные линии поля зазора замыкаются через сердечники машины. Бóльшая часть магнитных линий полей пазов и часть магнитных линий полей лобовых частей также замыкаются через сердечник. Однако эти поля, а также высшие гармоники поля зазора в нормальных режимах работы машины малы по сравнению с основной гармоникой поля зазора, и степень насыщения сердечников статора и ротора определяется практически магнитным потоком этой основной гармоники.

Полезное действие машины переменного тока, за редким исключением некоторых машин специального назначения, основано на действии магнитного поля основной гармоники воздушного зазора. Это поле поэтому является главным, или рабочим, а поля пазов и лобовых частей — полями рассеяния. К последним относятся также поля высших гармоник воздушного зазора, которые называются полями рассеяния воздушного зазора или полями дифференциального рассеяния.

Второе название обусловлено тем, что эти поля представляют собой разность между полным полем воздушного зазора и его основной гармоникой.

Таким образом, магнитное поле рассеяния состоит из трех главных частей: 1) пазового, 2) лобового и 3) поля рассеяния воздушного зазора, или дифференциального.

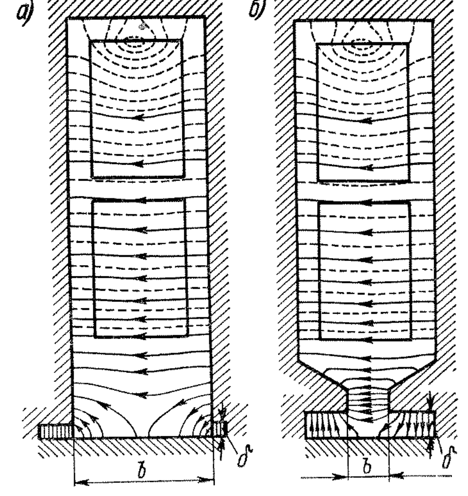


Рис. 23-1. Магнитные поля пазов

Ниже в данном параграфе более подробно рассматривается поле воздушного зазора при симметричной нагрузке обмотки. При этом имеется в виду неявнополюсная машина.

Поле воздушного зазора при отсутствии зубчатости якоря и насыщения определяется при допущениях, перечисленных в начале § 22-1. При этих условиях пазов на поверхностях статора и ротора нет, воздушный зазор является равномерным по всей окружности и, следовательно, искажающее влияние пазов и насыщения магнитной цепи на распределение поля в зазоре отсутствует. Поэтому каждая гармоника н. с. создает только гармонику магнитного поля такого же порядка ν. Амплитуда магнитной индукции этой

гармоники $B_{m\nu}$ вычисляется по формуле (22-5) как произведение магнитной проводимости зазора Λ_δ на амплитуду гармоники н. с. F_ν. Учитывая выражения (22-3) и (22-31), для случая симметричной нагрузки m-фазной обмотки получим

$$B_{m\nu} = \Lambda_\delta F_\nu = \frac{\mu_0}{\delta} F_\nu = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об\nu}}{\nu p} I. \tag{23-1}$$

При наличии пазов поле в зазоре искажается. В этом случае в магнитных потоках основной и высших гармоник поля воздушного зазора, создаваемых вычисленными в гл. 22 намагничивающими силами обмоток, будем учитывать только те линии магнитной индукции, которые достигают противоположной стороны воздушного зазора, т. е. пересекают зазор от статора к ротору и наоборот (см. рис. 23-1).

Магнитная индукция поля, создаваемого основной гармоникой

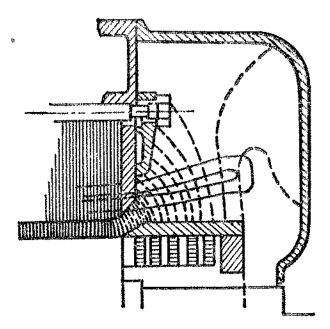


Рис. 23-2. Магнитное поле в лобовом пространстве турбогенератора

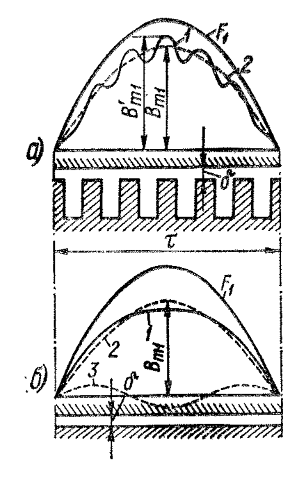


Рис. 23-3. Распределение магнитной индукции поля, создаваемого основной гармоникой н. с. при наличии пазов (а) и насыщения (б)

н. с. обмотки, уложенной в пазах, имеет на противоположной, гладкой стороне воздушного зазора распределение вида кривой 1 на рис. 23-3, а. Такая кривая содержит наряду с основной гармоникой (кривая 2) целый ряд высших гармоник. С вполне достаточной для большинства практических целей точностью можно считать, что амплитуда основной гармоники поля при этом уменьшается (см. рис. 23-3, а) в

$$B'_{m1}/B_{m1} = k_\delta$$

раз, где k_δ — коэффициент воздушного зазора (см. § 2-2). Поэтому вместо выражения (22-3) следует писать

$$\Lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta}. \tag{23-2}$$

При наличии пазов также и на противоположной стороне зазора и радиальных вентиляционных каналов значение k_δ нужно рассчитывать с учетом всех этих неравномерностей зазора. При этом определяется среднее по активной длине машины значение B_{m1}.

В действительности $\mu_c \neq \infty$ и насыщение магнитной цепи приводит к уменьшению индукции в зазоре и к уплощению формы кривой (кривая 1 на рис. 23-3, б), поскольку в области больших индукций насыщение сказывается сильнее. Кривая 1 (рис. 23-3, б) содержит поэтому как основную (кривая 2), так и высшие гармоники. Из высших гармоник наибольшее значение имеет третья гармоника (кривая 3), которая вращается синхронно с основной гармоникой и индуктирует в обмотке э. д. с. тройной частоты. Уплощение кривой индукции в большей мере проявляется в машинах с относительно малым зазором, как, например, в асинхронных машинах, и в этих случаях учитывается при расчете магнитной цепи.

Степень насыщения магнитной цепи определяется видом магнитной характеристики $\Phi = f(F)$ и расположением на ней рабочей точки. Магнитная характеристика машин переменного тока рассчитывается так же, как и для машин постоянного тока, и определяется также экспериментально на основе характеристики холостого хода $U = f(F)$ или $U = f(I_0)$.

С достаточной точностью можно считать, что основная гармоника поля под влиянием насыщения уменьшается в k_μ раз (см. § 2-5). Поэтому вместо выражения (23-2) имеем

$$\Lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta}. \tag{23-3}$$

Величину

$$\delta' = k_\mu k_\delta \delta \tag{23-4}$$

можно назвать эквивалентным воздушным зазором.

При наличии зубчатости якоря каждая высшая гармоника н. с. ν создает, кроме гармоники ν, ряд других гармоник поля. В первом приближении можно считать, что каждая гармоника н. с. создает только поле гармоники такого же порядка, и поэтому к этим гармоникам также применимо соотношение (23-3). При этих условиях как для основной, так и для высших гармоник поля вместо выраже-

ния (23-1) получим

$$B_{m\nu} = \Lambda_\delta F_\nu = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta} F_\nu = \frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{об\nu}}{\nu p} I. \quad (23\text{-}5)$$

Следует отметить, что принятые здесь допущения тем грубее, чем выше порядок гармоники.

Магнитный поток ν-й гармоники поля

$$\Phi_\nu = B_{ср\nu} \tau_\nu l_\delta = \frac{2}{\pi} B_{m\nu} \frac{\tau}{\nu} l_\delta, \quad (23\text{-}6)$$

где l_δ — активная, или расчетная, длина машины. Подставив сюда $B_{m\nu}$ из (23-5), получим

$$\Phi_\nu = \frac{2\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\mu k_\delta \delta} \frac{F_\nu}{\nu} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{w k_{об\nu}}{\nu^2 p} I. \quad (23\text{-}7)$$

§ 23-2. Главные индуктивные сопротивления обмоток переменного тока

Общие положения. Ниже будем иметь в виду машины неявнополюсной конструкции, в частности асинхронные машины. Особенности, возникающие в явнополюсных машинах, будут рассмотрены в гл. 32.

Вращающиеся гармоники магнитного поля обмотки статора асинхронной машины, перемещаясь относительно этой обмотки, индуктируют в ней э. д. с. самоиндукции, частота которых при равномерном воздушном зазоре равна частоте тока в данной обмотке. Одинаковость частот этих э. д. с. гармоник поля объясняется тем, что, хотя гармоника порядка ν вращается в ν раз медленнее основной, она имеет в ν раз больше полюсов. Можно доказать, что все эти э. д. с. совпадают по фазе. Сказанное относится также к э. д. с. самоиндукции, индуктируемым гармониками поля ротора в самой обмотке ротора.

При неподвижном роторе частоты всех э. д. с. взаимной индукции, индуктируемых гармониками поля статора в обмотке ротора и наоборот, т. е. гармониками поля ротора в обмотке статора, также одинаковы и равны основной частоте. Однако при вращающемся роторе частоты э. д. с. взаимной индукции от различных гармоник поля различны, так как в этом случае скорости вращения гармоник статора относительно ротора и наоборот, т. е. гармоник ротора относительно статора, уже не обратно пропорциональны числам их полюсов. Поэтому во вращающейся машине высшие гармоники поля не создают э. д. с. взаимной индукции основной частоты и их следует отнести к полям рассеяния. Эффекты, которые могут вызвать токи, создаваемые э. д. с. взаимной индукции от высших гармоник поля, имеют в общем случае второстепенный характер, и их необходимо

рассматривать отдельно. Ввиду наличия пазов на статоре и роторе при вращении ротора возникают также дополнительные гармоники поля, которые индуктируют в обмотках э. д. с. различных, в том числе и относительно высоких, частот. При нормальной конструкции машины эти э. д. с. не имеют существенного значения и ниже не рассматриваются.

В теории электрических машин переменного тока, как и в других областях электротехники, э. д. с. переменного тока E, которые индуктируются магнитными полями, созданными переменными токами I, учитываются с помощью индуктивных сопротивлений

$$x = E/I. \quad (23\text{-}8)$$

В электрической машине переменного тока при этом каждой гармонике поля ν соответствуют определенные значения индуктивных сопротивлений само- и взаимной индукции x_ν.

Работа машин переменного тока основана на действии основных гармоник поля.

Индуктивные сопротивления, соответствующие этим гармоникам, назовем главными.

Определим значения главных индуктивных сопротивлений, опуская при этом индексы, указывающие на порядок гармоники. Величины, относящиеся к статору и ротору, обозначим соответственно индексами 1 и 2.

Выражения для главных индуктивных сопротивлений. Э. д. с. самоиндукции E_1, индуктируемую в обмотке статора потоком основной гармоники Φ_1, найдем, если подставим в (20-19) значение потока $\Phi = \Phi_1$ из (23-7), полагая при этом $\nu = 1$ и обозначая величины, относящиеся к статору, индексами 1. Тогда получим

$$E_1 = \frac{4 m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_1^2 k_{об1}^2}{p} I_1. \quad (23\text{-}9)$$

Главное собственное индуктивное сопротивление обмотки статора, согласно выражениям (23-8) и (23-9),

$$\boxed{x_{г1} = \frac{4 m_1 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_1^2 k_{об1}^2}{p},} \quad (23\text{-}10)$$

или в сокращенной записи

$$\boxed{x_{г1} = m_1 w_1^2 k_{об1}^2 X_1,} \quad (23\text{-}11)$$

где

$$X_1 = \frac{4f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{p k_\mu k_\delta \delta}. \qquad (23\text{-}12)$$

Далее будем полагать $f_2 = f_1$, что в асинхронной машине соответствует неподвижному ротору. В противном случае в соответствующих выражениях достаточно заменить f_1 на f_2. Тогда аналогичным образом для главного собственного индуктивного сопротивления обмотки ротора получим

$$x_{г2} = \frac{4m_2 f_1}{\pi} \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta} \frac{w_2^2 k_{об2}^2}{p} \qquad (23\text{-}13)$$

или

$$x_{г2} = m_2 w_2^2 k_{об2}^2 X_1. \qquad (23\text{-}14)$$

Э. д. с. взаимной индукции E_{12}, индуктируемую основной гармоникой поля статора в обмотке ротора, найдем аналогично E_1 по (23-9), если в (20-19) будем писать индексы ротора 2, а в (23-7) — индексы статора 1. Э. д. с. взаимной индукции E_{21}, индуктируемую основной гармоникой поля ротора в обмотке статора, определим подобным же образом, однако в (20-19) нужно писать индексы статора, а в (23-7) — индексы ротора. При этом

$$E_{12} = x_{г12} I_1; \qquad (23\text{-}15)$$

$$E_{21} = x_{г21} I_2 \qquad (23\text{-}16)$$

и для главных взаимных индуктивных сопротивлений получим выражения:

$$x_{г12} = m_1 w_1 k_{об1} w_2 k_{об2} k_с X_1; \qquad (23\text{-}17)$$

$$x_{г21} = m_2 w_1 k_{об1} w_2 k_{об2} k_с X_1. \qquad (23\text{-}18)$$

По выражениям (23-17) и (23-18) $x_{г12} \neq x_{г21}$, что объясняется тем, что эти сопротивления являются эквивалентными и учитывают действие поля всех фаз одной обмотки на другую. Например, $x_{г12}$ учитывает э. д. с., индуктированную полем всех m_1 фаз первичной обмотки в фазе вторичной обмотки. В выражения (23-17) и (23-18) введены коэффициенты скоса $k_с$ для основной гармоники поля [см. равенство (20-3)], так как при наличии скоса пазов на одной из частей машины магнитное поле другой части машины будет скошено относительно проводников первой части машины, что вызовет уменьшение индуктированной э. д. с. В то же время в соотношения (23-10), (23-11), (23-13) и (23-14) этот коэффициент не входит, так как поле данной обмотки ориентировано всегда в направлении ее пазов и проводников. При отсутствии скоса в формулах (23-17) и (23-18), естественно, надо положить $k_с = 1$.

Как и всякие индуктивные сопротивления, $x_{г1}$, $x_{г2}$, $x_{г12}$ и $x_{г21}$ пропорциональны частоте тока и квадрату чисел витков или произведению чисел витков двух обмоток, а также обратно пропорциональны величине эквивалентного воздушного зазора.

При пользовании полученными выражениями необходимо подставлять такое значение k_μ, которое соответствует насыщению машины в рассматриваемом режиме работы.

Относительное значение главного собственного индуктивного сопротивления. Номинальное сопротивление $z_н$ выражается через номинальные фазные напряжения и ток:

$$z_н = U_н / I_н. \qquad (23\text{-}19)$$

Пусть $B_{\delta н}$ означает амплитуду индукции основной гармоники поля воздушного зазора при условии, что основная гармоника э. д. с. обмотки статора $E_1 = U_н$. Тогда на основании выражений (20-19) и (23-6) при $\nu = 1$

$$U_н = 2\sqrt{2}\, f_1 \tau l_\delta w_1 k_{об1} B_{\delta н}. \qquad (23\text{-}20)$$

Полагая в равенстве (22-33) $A = A_н$ и $I = I_н$, выразим с помощью этого равенства номинальный ток статора $I_н$ через номинальную линейную нагрузку статора $A_н$:

$$I_н = \frac{p \tau A_н}{m_1 w_1}. \qquad (23\text{-}21)$$

Подставив значения $U_н$ и $I_н$ из (23-20) и (23-21) в (23-19), найдем номинальное сопротивление для первичной цепи:

$$z_н = 2\sqrt{2}\, m_1 f_1 l_\delta w_1^2 k_{об1} \frac{B_{\delta н}}{p A_н}. \qquad (23\text{-}22)$$

Разделив $x_{г1}$ по формуле (23-10) на $z_н$, найдем относительное значение главного собственного индуктивного сопротивления обмотки статора:

$$x_{г1*} = \frac{\sqrt{2}\, \mu_0 k_{об1} \tau}{\pi k_\mu k_\delta \delta} \frac{A_н}{B_{\delta н}}. \qquad (23\text{-}23)$$

Например, для асинхронного двигателя мощностью 250 кВт имеем: $A_н = 40\,000$ А/м, $B_{δн} = 0{,}775$ Т, $τ = 27{,}5$ см, $δ = 0{,}1$ см, $k_μ = 1{,}55$, $k_δ = 1{,}24$, $k_{об1} = 0{,}926$. При этом

$$x_{г1*} = \frac{\sqrt{2}\cdot 4π\cdot 10^{-7}\cdot 0{,}926}{π\cdot 1{,}55\cdot 1{,}24}\;\frac{27{,}5}{0{,}1}\;\frac{40\,000}{0{,}775} = 3{,}87.$$

Для турбогенератора 50 МВт имеем $A_н = 69\,000$ А/м, $B_{δн} = 0{,}75$ Т, $τ = 162$ см, $δ = 4{,}25$ см, $k_μ = 1{,}10$, $k_δ = 1{,}15$, $k_{об1} = 0{,}918$. При этом

$$x_{г1*} = \frac{\sqrt{2}\cdot 4π\cdot 10^{-7}\cdot 0{,}918}{π\cdot 1{,}10\cdot 1{,}15}\;\frac{162}{4{,}25}\;\frac{69000}{0{,}75} = 1{,}44.$$

Так как величины $A_н$ и $B_{δн}$ определяются главным образом условиями охлаждения и качеством магнитных материалов, то в машинах данной конструкции они изменяются в сравнительно узких пределах. Поэтому значение $x_{г1*}$ зависит главным образом от отношения $τ/δ$. Для машины заданной мощности и скорости вращения $x_{г1*}$ зависит в основном от величины зазора $δ$. В синхронных машинах относительная величина зазора всегда больше, чем в асинхронных, и поэтому у первых $x_{г1*}$ всегда меньше, чем у вторых.

Из выражения (23-23) следует также, что в крупных турбогенераторах с внутренним охлаждением проводников обмоток, у которых $A_н$ достигает весьма больших значений, для ограничения величины $x_{г1*}$ нужно существенным образом увеличивать $δ$.

В практике заводских расчетов относительные значения сопротивлений иногда выражают через значения потока $Φ_н$ при $E = U_н$ и н. с. якоря $F_н$ при $I = I_н$. Такие выражения нетрудно получить, используя соотношения (20-9), (20-19) и (22-31). Для $x_{г1*}$ вместо (23-23) при этом получим

$$x_{г1*} = \frac{2μ_0}{πk_μ k_δ}\;\frac{τ l_δ}{δ}\;\frac{F_н}{Φ_н}. \qquad (23\text{-}24)$$

§ 23-3. Индуктивные сопротивления рассеяния обмоток переменного тока

Краткая характеристика полей рассеяния была дана в § 23-1. Произведем здесь расчет индуктивных сопротивлений рассеяния.

Пазовое рассеяние. Рассмотрим паз простейшей конфигурации с одной катушечной стороной в пазу (рис. 23-4) и предположим для простоты, что линии магнитной индукции поля рассеяния паза пересекают паз прямолинейно, перпендикулярно его боковым стенкам. Такое предположение не слишком сильно отличается от действительности (см. рис 23-1), и необходимые коррективы могут быть внесены отдельно.

Вычислим потокосцепление проводников паза ($w_к$) с потоком, создаваемым током самих проводников $i_к$.

В нижней части паза высотой h_1, занятой катушкой (зона 1), линия магнитной индукции B_{x1} на высоте x создается током $\frac{x}{h_1} w_к i_к$ и сцепляется с числом витков $\frac{x}{h_1} w_к$. Полагая для стали $μ_с = ∞$, по закону полного тока имеем

$$\frac{B_{x1}}{μ_0} b_п = \frac{x}{h_1} w_к i_к,$$

откуда

$$B_{x1} = \frac{μ_0}{b_п}\frac{x}{h_1} w_к i_к. \qquad (23\text{-}25)$$

В верхней части паза высотой h_2 (зона 2), индукция B_{x2} определяется полным током паза:

$$B_{x2} = \frac{μ_0}{b_п} w_к i_к. \qquad (23\text{-}26)$$

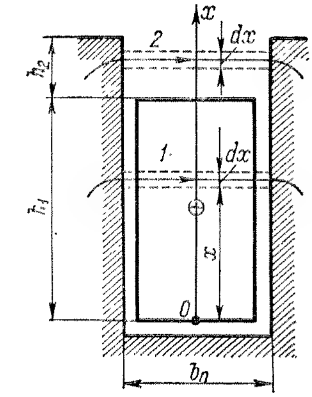


Рис. 23-4. Поле рассеяния паза

Можно принять приближенно, что поле рассеяния катушек в радиальных вентиляционных каналах в два раза слабее, чем в пазах. При этом расчетная длина поля рассеяния

$$l'_δ = l_с - 0{,}5 n_{вент} b_{вент}, \qquad (23\text{-}27)$$

где $n_{вент}$ и $b_{вент}$ — число и ширина вентиляционных каналов: $l_с$ — полная длина сердечника вместе с вентиляционными каналами.

Сечения элементарных трубок магнитного потока высотой dx (рис. 23-4) составляют $l'_δ dx$. Потоки этих трубок

$$dΦ_{x1} = B_{x1} l'_δ\, dx;\quad dΦ_{x2} = B_{x2} l'_δ\, dx$$

и создаваемые ими потокосцепления

$$\left.\begin{aligned} dΨ_{x1} &= \frac{x}{h_1} w_к\, dΦ_{x1} = \frac{x}{h_1} w_к B_{x1} l'_δ\, dx;\\ dΨ_{x2} &= w_к\, dΦ_{x2} = w_к B_{x2} l'_δ\, dx. \end{aligned}\right\} \qquad (23\text{-}28)$$

Полное потокосцепление с проводниками катушечной стороны

$$Ψ_п = \int_{x=0}^{x=h_1} dΨ_{x1} + \int_{x=h_1}^{x=h_1+h_2} dΨ_{x2}.$$

Подставив сюда значения правых частей равенства (23-28) и учитывая равенства (23-25) и (23-26), получим

$$\Psi_{п} = \int_{0}^{h_1} \frac{\mu_0}{b_{п}} w_{к}^2 i_{к} l'_{\delta} \frac{x^2}{h_1^2} dx + \int_{h_1}^{h_1+h_2} \frac{\mu_0}{b_{п}} w_{к}^2 i_{к} l'_{\delta} dx = \mu_0 w_{к}^2 i_{к} l'_{\delta} \lambda_{п}, \quad (23\text{-}29)$$

где безразмерная величина

$$\boxed{\lambda_{п} = \frac{h_1}{3b_{п}} + \frac{h_2}{b_{п}}} \quad (23\text{-}30)$$

называется относительной магнитной проводимостью рассеяния паза и определяет потокосцепление рассеяния паза на единицу длины машины.

Параллельная ветвь однослойной обмотки имеет $2pq/a$ катушечных сторон и число витков, равное

$$w = pqw_{к}/a. \quad (23\text{-}31)$$

Индуктивность катушечной стороны от потока рассеяния паза

$$L_{п} = \Psi_{п}/i_{к},$$

а индуктивность параллельной ветви обмотки от потоков пазового рассеяния

$$L_{п.\,в} = \frac{2pq}{a} L_{п}.$$

Поэтому индуктивное сопротивление пазового рассеяния параллельной ветви

$$x_{п.\,в} = 2\pi f L_{п.\,в} = 2\pi f \frac{2pq}{a} \frac{\Psi_{п}}{i_{к}}. \quad (23\text{-}32)$$

Индуктивное сопротивление $x_{п}$ пазового рассеяния всей обмотки из a параллельных ветвей будет в a раз меньше. Поэтому, подставив в (23-32) $\Psi_{п}$ из (23-29), а затем $w_{к}$ из (23-31) и разделив результат на a, получим

$$\boxed{x_{п} = 4\pi\mu_0 f \frac{w^2}{pq} l'_{\delta} \lambda_{п}.} \quad (23\text{-}33)$$

Равенство (23-33) пригодно также для двухслойных обмоток и для пазов иной формы. Выражения для $\lambda_{п}$ при других формах пазов находятся аналогично, при тех же предположениях о характере поля рассеяния паза. В двухслойных обмотках с укороченным шагом в части пазов находятся катушечные стороны разных фаз, и поля рассеяния этих пазов будут слабее. При этом в выражение для $\lambda_{п}$ войдет также относительная величина шага. Формулы для $\lambda_{п}$

при различных формах пазов с учетом укорочения шага приводятся в руководствах по проектированию электрических машин.

Из выражения (23-30) следует, что пазовое рассеяние тем больше, чем выше и у́же пазы. Обычно $\lambda_{п} = 1{,}0 \div 4{,}0$.

Рассеяние по коронкам зубцов. Принятое выше допущение о виде магнитных линий рассеяния паза заметно нарушается вблизи воздушного зазора (см. рис. 23-1). Вследствие этого при больших значениях b/δ (см. рис. 23-1, *а*) в связи с ослаблением поля паза вблизи зазора рассеяние уменьшается. При малых b/δ (см. рис. 23-1, *б*) необходимо учесть магнитные линии, замыкающиеся вокруг паза от одного зубца к другому, но не доходящие до противоположной стороны зазора, в результате чего рассеяние увеличивается. Эффект изменения рассеяния паза вследствие указанных явлений учтем в виде добавочной составляющей рассеяния, которую назовем рассеянием по коронкам зубцов. Для индуктивного сопротивления рассеяния по коронкам зубцов $x_{к}$ можно получить формулу вида (23-33), с заменой $\lambda_{п}$ на магнитную проводимость рассеяния по коронкам зубцов $\lambda_{к}$. Формулу для $\lambda_{к}$ можно вывести, используя для анализа поля в рассматриваемой области соотношения, получаемые методом конформных отображений. Формула для $\lambda_{к}$ приобретает вид [1]

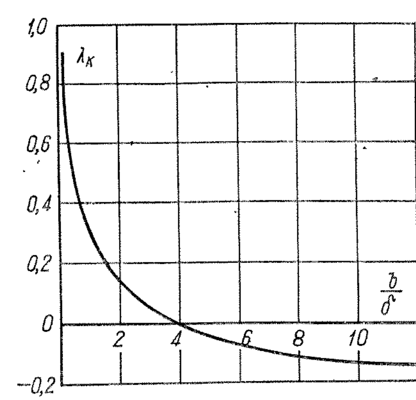


Рис. 23-5. Магнитная проводимость рассеяния по коронкам зубцов

$$\lambda_{к} = \frac{1}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{\delta^2}{b^2} + \frac{1}{4}\right) + 4\frac{\delta}{b}\,\mathrm{arctg}\,\frac{b}{2\delta}\right], \quad (23\text{-}34)$$

где b — величина открытия паза.

Зависимость $\lambda_{к} = f(b/\delta)$ приведена на рис. 23-5. При больших воздушных зазорах рассеяние по коронкам зубцов составляет значительную положительную величину. Наоборот, при малых δ рассеяние по коронкам зубцов отрицательно. При укороченном шаге $\lambda_{к}$ нужно множить на такой же коэффициент, как и проводимость для верхней части паза.

Лобовое рассеяние. Основная и высшие гармоники простран-

[1] **А. И. Вольдек.** Рассеяние по коронкам зубцов в электрических машинах. — Вестник электропромышленности, 1961, № 1.

ственного распределения токов лобовых частей обмотки создают вращающиеся поля, как и в активной части машины. Однако ввиду сложной формы лобовых частей, а также по ряду других причин поле лобовых частей имеет весьма сложную структуру и не является плоскопараллельным. Главное значение имеет основная гармоника поля.

Поля лобовых частей статора сцепляются с лобовыми частями ротора и наоборот. Поэтому эти поля индуктируют как э. д. с. самоиндукции, так и э. д. с. взаимной индукции. Э. д. с. взаимной индукции лобовых частей по сравнению с э. д. с. взаимной индукции активной части машины малы и большей частью лежат в пределах точности расчета последних. Поэтому при расчете э. д. с. всей обмотки э. д. с. взаимной индукции лобовых частей статора и ротора можно пренебречь. Однако ввиду наличия взаимной индукции поля лобовых частей нельзя относить полностью к рассеянию и при расчете индуктивных сопротивлений рассеяния явление взаимной индукции должно быть принято во внимание.

Аналитическое исследование полей и индуктивных сопротивлений рассеяния лобовых частей при некоторых упрощающих предположениях можно выполнить с помощью методов теории электромагнитного поля. Однако получаемые при этом соотношения весьма сложны и малопригодны для повседневных инженерных расчетов. Поэтому на практике пользуются эмпирическими формулами.

Формулам для индуктивного сопротивления рассеяния лобовых частей $x_л$ во всех случаях можно придать вид, аналогичный равенству (23-33), с заменой $\lambda_п$ на магнитную проводимость лобового рассеяния $\lambda_л$. Для двухслойных обмоток многополюсных машин применяется формула

$$\lambda_л = 0{,}34\,\frac{q}{l'_\delta}\,(l_л - 0{,}64\beta\tau)\,k_y^2, \qquad (23\text{-}35)$$

где $l_л$ — средняя длина лобовой части полувитка.

Формулы аналогичного характера для других видов обмоток приводятся в пособиях по проектированию электрических машин.

Дифференциальное рассеяние. Допустим сначала, что наличие пазов сказывается в том, что амплитуды индукции всех гармоник поля уменьшаются в k_δ раз [см. равенство (23-5)]. Тогда сопротивления самоиндукции всех гармоник поля выражаются равенством (23-10), если заменить в нем $k_{об}$ на $k_{об\nu}$ и разделить результат на ν^2, так как поток Φ_ν гармоники ν, согласно (23-7), обратно пропорционален ν^2.

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния обмотки $x_д$ равно сумме сопротивлений самоиндукции всех гармоник, за исключением гармоники $\nu = 1$. Поэтому на основании выражения (23-10)

$$x_д = \frac{4mf}{\pi}\,\frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta}\,\frac{w^2}{p}\sum_{\nu \neq 1}\frac{k_{об\nu}^2}{\nu^2}. \qquad (23\text{-}36)$$

Отношение $x_д$ к главному индуктивному сопротивлению обмотки называется *коэффициентом дифференциального рассеяния* $k_д$. На основании выражений (23-36) и (23-10)

$$k_д = \frac{1}{k_{об1}^2}\sum_{\nu \neq 1}\frac{k_{об\nu}^2}{\nu^2}. \qquad (23\text{-}37)$$

Значения $k_д$ можно вычислить по формуле (23-37), введя в расчет достаточное число гармоник. Для разных типов обмоток получены также формулы для $k_д$ в конечном виде. Зависимость $k_д$ от

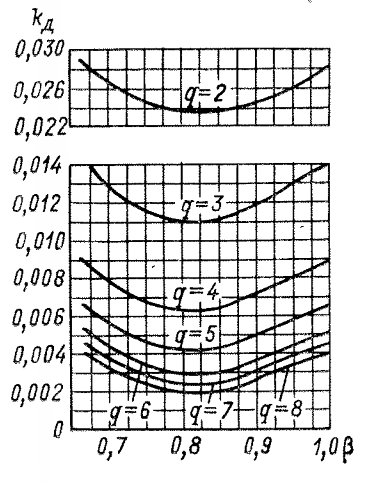


Рис. 23-6. Кривые коэффициента дифференциального рассеяния для трехфазной шестизонной обмотки

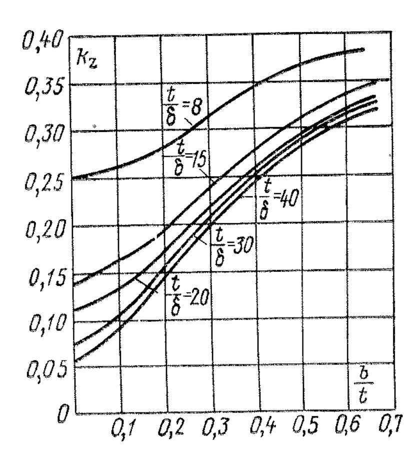


Рис. 23-7. Значение коэффициента k_z

относительного шага β для двухслойной обмотки с фазной зоной $\alpha = 60°$ при разных q представлена на рис. 23-6.

Для беличьей клетки $k_{об1}^2 = k_{об\nu}^2 = 1$, и в этом случае, согласно выражениям (22-42), (22-43) и (23-37), получим

$$k_д = \sum_{k=1,2,3}\left[\frac{1}{\left(k\frac{Z_2}{p}+1\right)^2} + \frac{1}{\left(k\frac{Z_2}{p}-1\right)^2}\right].$$

Ряд в этом равенстве может быть суммирован в конечном виде, и при этом выражение $k_д$ для беличьей клетки будет

$$k_д = \frac{(p\pi/Z_2)^2}{\sin^2\frac{p\pi}{Z_2}} - 1. \qquad (23\text{-}38)$$

Первый член правой части (23-38) можно разложить в степенной ряд, причем при $Z_2/p > 6$ можно ограничиться учетом первых двух членов ряда. Тогда

$$k_д \approx \frac{1}{3}\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2. \qquad (23\text{-}39)$$

Например, при $Z_2/p = 10$ по формуле (23-39) получим $k_д = 0{,}0328$.

По известным значениям $k_д$ величины $x_д$ могут быть вычислены по формуле

$$x_д = k_д x_г. \qquad (23\text{-}40)$$

Хотя $k_д$ мало (см. рис. 23-6), в машинах с относительно малым воздушным зазором сопротивление $x_д$ по сравнению с другими составляющими сопротивления рассеяния достаточно велико, так как $x_г$ по сравнению с ними велико.

При более тщательном рассмотрении вопроса выясняется, что под влиянием пазов сопротивление $x_д$ уменьшается на заметную величину. Для фазных обмоток с целым q и для беличьей клетки коэффициент $k_д$ [см. равенство (23-37)] необходимо уменьшить на величину

$$\Delta k_д = k_z \left(\frac{2p}{Z}\right)^2, \qquad (23\text{-}41)$$

где k_z определяется по графику рис. 23-7 (t — зубцовый шаг).

Необходимо иметь в виду, что высшие гармоники поля статора индуктируют э. д. с. в обмотке ротора, а также в теле ротора, если оно является массивным. Вызванные этими э. д. с. токи создают свои магнитные поля, которые ослабляют, или частично демпфируют, поля высших гармоник статора. В результате сопротивление $x_д$ обмотки статора уменьшается. В случае если на роторе имеется фазная обмотка и его сердечник шихтован (например, асинхронные двигатели с фазным ротором), демпфирование весьма незначительно и формулы с поправкой $\Delta k_д$ являются достаточно строгими. Наоборот, когда на роторе имеется беличья клетка, а также когда ротор или его полюсы массивные, демпфирование заметно, так как для токов, вызываемых высшими гармониками, образуются контуры с малым сопротивлением. Демпфирование может быть учтено уменьшением значения $k_д$ посредством введения в качестве сомножителя соответствующего коэффициента демпфирования $k_{дм} < 1$.

Формуле для $x_д$ можно придать также вид формулы (23-33) путем замены $\lambda_п$ на соответствующую величину $\lambda_д$, которая называется *магнитной проводимостью дифференциального рассеяния*. При этом

$$\lambda_д = \frac{x_д}{4\mu_0 \pi f \frac{w^2}{pq} l'_\delta}. \qquad (23\text{-}42)$$

Подставив сюда $x_д$ из (23-40) и затем $x_{г1}$ из (23-10), а также учитывая указанные поправки, получим

$$\lambda_д = \frac{mqk_{об}^2\tau}{\pi^2 k_\delta k_\mu \delta} \frac{l_\delta}{l'_\delta} k_{дм}(k_д - \Delta k_д). \qquad (23\text{-}43)$$

В практике заводских расчетов $\lambda_д$ определяют обычно по различным приближенным формулам.

Рассеяние скоса. При скосе пазов или полюсов статора и ротора относительно друг друга рассеяние увеличивается, так как э. д. с. и индуктивные сопротивления самоиндукции от основной гармоники поля при этом не изменяются, а э. д. с. и сопротивления взаимной индукции уменьшаются. В этом случае рассеяние возникает за счет основной гармоники поля машины.

Определение рассеяния скоса связано с основами теории электрических машин и производится поэтому ниже (см. § 24-3). Выражению для индуктивного сопротивления рассеяния скоса $x_с$ также можно придать вид формулы (23-33) путем замены $\lambda_п$ определенной величиной $\lambda_с$, которую можно назвать *магнитной проводимостью рассеяния скоса*.

Полное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки x_σ определяется путем суммирования всех перечисленных частичных сопротивлений рассеяния:

$$x_\sigma = x_п + x_к + x_л + x_д + x_с \qquad (23\text{-}44)$$

или

$$x_\sigma = 4\pi\mu_0 f \frac{w^2}{pq} l'_\delta (\lambda_п + \lambda_к + \lambda_л + \lambda_д + \lambda_с). \qquad (23\text{-}45)$$

Значение x_σ в относительных единицах получим, разделив (23-45) на (23-22):

$$x_{\sigma*} = \frac{\pi\sqrt{2}\,\mu_0}{mqk_{об}} \frac{l'_\delta}{l_\delta} \frac{A_н}{B_{\delta_н}} (\lambda_п + \lambda_к + \lambda_л + \lambda_д + \lambda_с). \qquad (23\text{-}46)$$

В асинхронных машинах главные составляющие рассеяния: пазовое, лобовое и дифференциальное — имеют примерно одинаковый удельный вес. При наличии скоса пазов существенное значение приобретает также рассеяние скоса. В синхронных машинах вследствие большого зазора дифференциальное рассеяние меньше пазового и лобового. В турбогенераторах ввиду большого значения q (см. рис. 23-6) дифференциальное рассеяние очень мало.

Лобовое рассеяние от q практически не зависит, так как $\lambda_л$ [см. выражение (23-35)] пропорционально q и, кроме того, q входит в знаменатель формул (23-45) и (23-46). Величина $\lambda_п$ также пропорциональна q, так как величина $b_п$ в (23-30) при данном τ обратно пропорциональна q. Поэтому пазовое рассеяние также практически не зависит от q.

В машинах с воздушным охлаждением обычно $x_{\sigma *} = 0{,}08 \div 0{,}15$. Как видно из (23-46), при увеличении $A_н$, что связано с интенсификацией способов охлаждения, значение $x_{\sigma *}$ возрастает. В турбогенераторах с внутренним охлаждением обмоток $x_{\sigma *} = 0{,}20 \div 0{,}35$.

В пределах до $I \approx 1{,}5\ I_н$ сопротивление x_σ практически постоянно, так как магнитные потоки рассеяния замыкаются по воздуху и поэтому мало зависят от насыщения. Однако при больших токах (например, при коротких замыканиях синхронных генераторов и пуске асинхронных двигателей) потоки рассеяния сильно возрастают и вызывают насыщение зубцовой зоны. При этом x_σ уменьшается на 15—30%.

Сопротивление рассеяния x_σ представляет собой часть полного собственного индуктивного сопротивления обмотки x. Второй, притом наибольшей составляющей этого сопротивления является главное индуктивное сопротивление обмотки $x_{г1}$, обусловленное основной гармоникой поля в зазоре (см. § 23-2).

§ 23-4. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре с учетом его неравномерности методом удельной магнитной проводимости зазора

Предварительные замечания. Наличие пазов на поверхностях статора и ротора электрических машин вызывает сильное искажение магнитного поля в зазоре и появление зубцовых пространственных гармоник этого поля. Эти гармоники вызывают добавочные потери в стали и в короткозамкнутых обмотках, искажение кривой вращающего момента (см. § 25-3), изменение индуктивных сопротивлений дифференциального рассеяния (см. § 23-3) и появление шума в машине. В то же время полезное действие некоторых специальных видов электрических машин малой мощности основано на указанных зубцовых гармониках поля (см. § 41-4 и 41-5). В явнополюсных синхронных машинах неравномерность зазора обусловлена также наличием явновыраженных полюсов и междуполюсных пространств между ними, которые аналогичны зубцам и пазам, сильно влияют на структуру поля в зазоре и тем самым оказывают большое влияние на рабочие свойства машины.

Все эти обстоятельства вызывают необходимость достаточно глубокого изучения влияния неравномерности зазора на магнитное поле. Ввиду сложной структуры магнитного поля в зазоре при зубчатом якоре этот вопрос трудно поддается исследованию. С достаточной для инженерных целей точностью поле в зазоре может быть исследовано по методу удельной магнитной проводимости зазора.

Магнитное поле в зазоре при односторонней зубчатости. Рассмотрим здесь неявнополюсную машину, например асинхронную, у которой пазы имеются только на одном сердечнике, например на сердечнике статора. Предположим также, что для стали $\mu_c = \infty$. Исследуем сначала магнитное поле, которое возникает

в зазоре такой машины в случае, когда на каждом двойном полюсном делении расположена катушка с полным шагом ($y = \tau$) и полным током $w_к i$ (рис. 23-8, *а*). Распределение магнитной индукции B поля таких катушек на поверхности гладкого сердечника представлено в виде зубчатой кривой *1* на рис. 23-8, *б*. Прямоугольная волна н. с. F указанного ряда катушек изображена в виде кривой *1* на рис. 23-8, *в*.

В § 22-1 для случая равномерного зазора связь между B и F была установлена в виде соотношения

$$\boxed{B = \Lambda_\delta F,} \tag{23-47}$$

где величина

$$\Lambda_\delta = \mu_0\,\delta$$

была названа удельной магнитной проводимостью зазора. Распространим соотношение (23-47) также на случай неравномерного зазора, определив для этого соответствующим образом величину Λ_δ.

Допустим сначала, что в области пазов, занятых катушечными сторонами, индукция B изменяется по такому же закону (кривая *2* на рис. 23-8, б), как и в области пазов, где катушечных сторон нет (кривая *1* на рис. 23-8, *б*), и разделим ординаты кривой *2* рис. 23-8, *б* на ординаты кривой *1* рис. 23-8, *в*. Тогда получим волнистую кривую с периодом, равным зубцовому делению, изображенному на рис. 23-8, *г*. В соответствии с равенством (23-47) эта кривая представляет собой удельную проводимость зазора Λ_δ при односторонней зубчатости. Однако теперь при пользовании равенством (23-47), подставив в него значения н. с. F по кривой *1* рис. 23-8, *в* и значения Λ_δ по кривой рис. 23-8, *г*, получим не вполне точные значения B для области пазов, занятых катушечными сторонами. Чтобы избежать этого, необходимо изменить форму кривой н. с. катушки для областей пазов с катушечными сторонами. Для этого в области этих пазов ординаты кривой *1* рис. 23-8, *в* нужно умножить на отношение ординат кривых *1* и *2* рис. 23-8, б. Это отношение представляет собой сложную математическую функцию. Достаточно точные для практических целей результаты получаются, если принять, что на протяжении указанных пазов н. с. катушки изменяется линейно, в результате чего вместо прямоугольной кривой *1* рис. 23-8, *в* получим трапецеидальную кривую *2*, изображенную на этом же рисунке.

Если трапецеидальную кривую *2* рис. 23-8, *в* разложить в ряд Фурье подобно тому, как это было сделано для прямоугольной волны н. с. рис. 22-1, то в выражение для амплитуды н. с. ν-й гармоники, определяемой равенством (22-7), войдет дополнительный множитель

$$\boxed{k_{b\nu} = \frac{\sin \dfrac{b}{t}\dfrac{\nu p\pi}{Z}}{\dfrac{b}{t}\dfrac{\nu p\pi}{Z}},} \tag{23-48}$$

который назовем обмоточным коэффициентом открытия паза.

В формуле (23-48) t означает зубцовое деление, b — величину открытия паза и Z — число пазов.

Двухслойную обмотку с целым q и укороченным шагом можно представить себе состоящей из катушек с полным шагом. Поэтому, пользуясь принципом наложения, можно прийти к выводу, что формулу (23-47) можно применять и для расчета поля всей двухслойной, а также и однослойной обмотки, если под F пони-

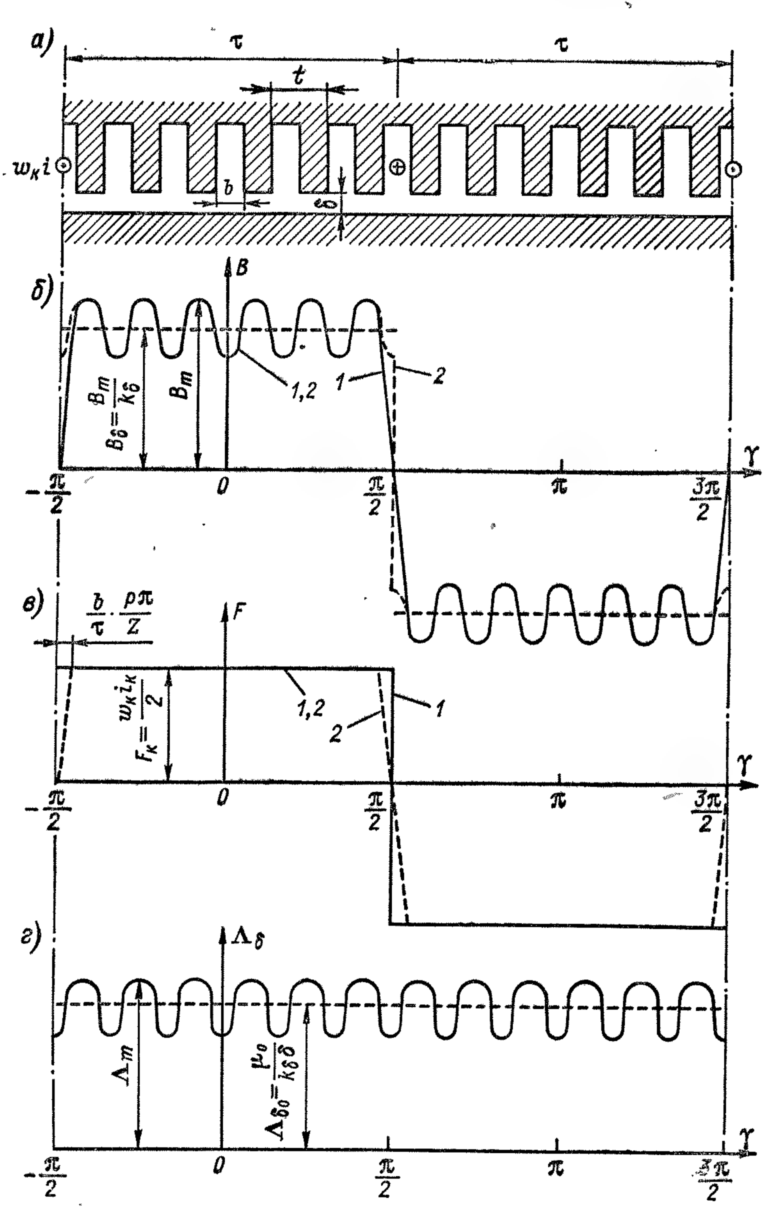


Рис. 23-8. Определение удельной магнитной проводимости зазора неявнополюсной машины при односторонней зубчатости

мать н. с. всей обмотки как функцию координаты, отсчитываемой по окружности, а под Λ_δ — определяемую указанным выше образом функцию в виде кривой на рис. 23-8, *г*. При этом в выражения для гармоник н. с., приведенных в гл. 22, необходимо только наряду с коэффициентами укорочения и распределения обмотки ввести в качестве множителя также коэффициент $k_{b\nu}$ по (23-48). При этом полный обмоточный коэффициент

$$k_{об\nu}=k_{у\nu}k_{р\nu}k_{b\nu}. \tag{23-49}$$

Нетрудно убедиться в том, что указанным образом можно рассчитывать также поле дробных обмоток и обмоток в виде беличьей клетки.

Зависимость $\Lambda_\delta = f(\alpha)$ можно определить путем расчета поля в зазоре методами математической физики. Хотя при расчете поля по (23-47) можно пользоваться интегральными величинами Λ_δ и F, во многих случаях целесообразно эти величины выражать в виде ряда Фурье.

Величину Λ_δ по рис. 23-8, *г* можно выразить в виде ряда

$$\Lambda_\delta=\Lambda_{\delta 0}\left(1+\sum_{i=1,\,2,\,3}\lambda_i\cos\frac{iZ\alpha}{p}\right), \tag{23-50}$$

где

$$\Lambda_{\delta 0}=\frac{\mu_0}{k_\delta\delta} \tag{23-51}$$

представляет собой постоянную составляющую удельной проводимости зазора,

$$\lambda_\delta=1+\sum_{i=1,\,2,\,3}\lambda_i\cos\frac{iZ\alpha}{p} \tag{23-52}$$

— относительную удельную проводимость зазора, а λ_i — относительные значения гармоник проводимости, являющиеся функциями геометрических соотношений зубцовой зоны.

На рис. 23-9 приведены графики λ_1 и λ_2 со знаками, действительными для случая, когда начало координаты α совпадает с центром зуба. Если же начало координаты α совпадает с центром паза, то знак λ_1 нужно изменить на обратный.

Изложенным способом магнитное поле при односторонней зубчатости якоря рассчитывается в принципе весьма точно.

Магнитное поле в зазоре при двусторонней зубчатости якоря является значительно более сложным, и для получения простых расчетных зависимостей необходимо пользоваться приближенными зависимостями. Анализ этого вопроса показывает, что удовлетворительную для большинства целей точность можно получить, если положить, что в этом случае

$$\Lambda_\delta=\Lambda_{\delta 0}\lambda_{\delta 1}\lambda_{\delta 2}, \tag{23-53}$$



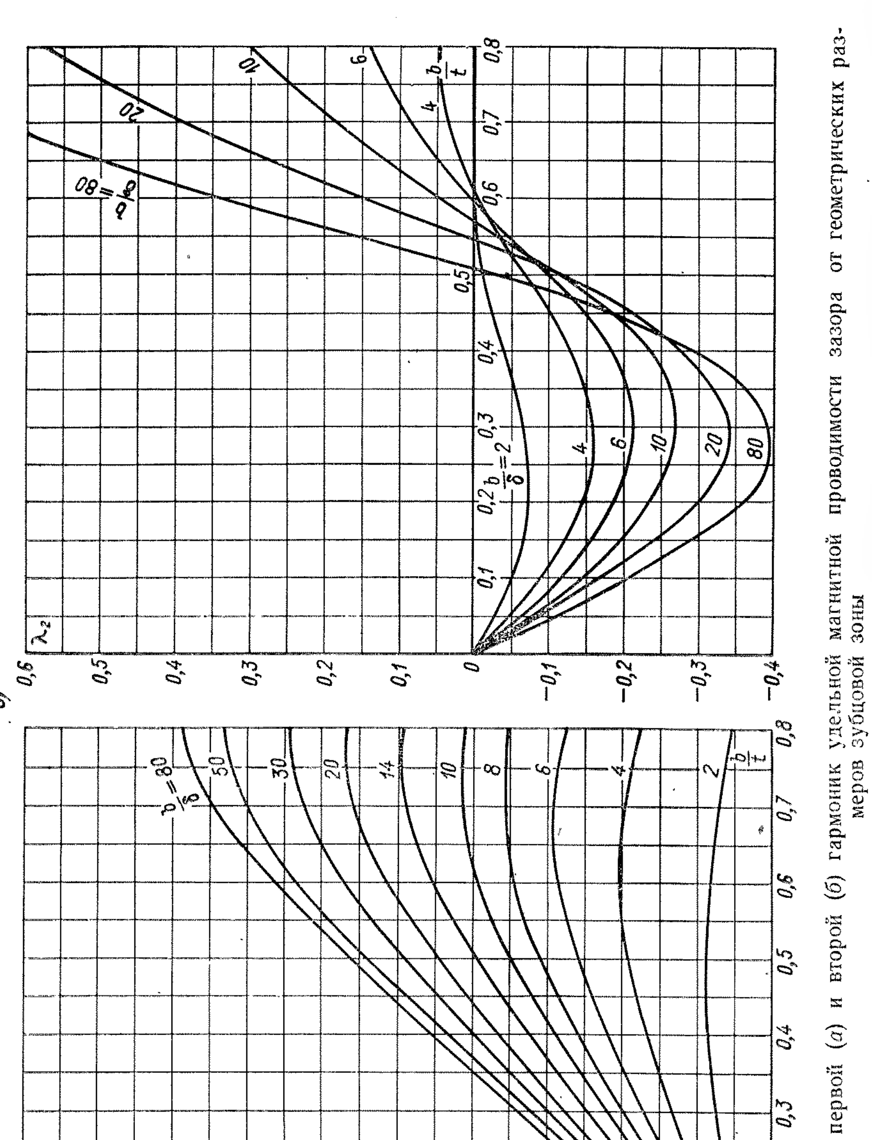


Рис. 23-9. Зависимость первой (*а*) и второй (*б*) гармоник удельной магнитной проводимости зазора от геометрических размеров зубцовой зоны

где $\lambda_{\delta 1}$ и $\lambda_{\delta 2}$ — относительные удельные проводимости статора и ротора, причем каждая из них рассчитана в предположении, что противоположная сторона зазора лишена пазов. Допускаемая при этом погрешность иллюстрируется кривыми рис. 23-10, где сплошная кривая представляет собой действительные значения B посередине зазора, а штриховая кривая — значения B, рассчитанные с использованием соотношения (23-53). Как видно из рисунка, расхождение этих кривых невелико.

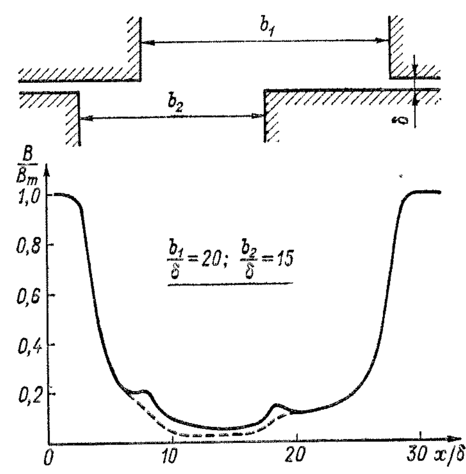


Рис. 23-10. Кривые удельной магнитной проводимости зазора неявнополюсной машины при двусторонней зубчатости

Для $\Lambda_{\delta 0}$ в рассматриваемом случае также действительно выражение (23-51), где k_δ — общий коэффициент зазора, а $\lambda_{\delta 1}$ и $\lambda_{\delta 2}$ определяются равенствами вида (23-52), причем при пользовании графиками рис. 23-9 каждый раз учитываются геометрические соотношения на данной стороне зазора. В общем случае надо учитывать, что если начало координат совместить с одной из осей симметрии зубцовой зоны с одной стороны зазора, то эта ось может не совпадать с осью симметрии зубцовой зоны с другой стороны зазора.

Пусть в начальный момент времени $t = 0$ оси зубцов статора и ротора в начале координаты $\alpha = 0$ совпадают и ротор вращается с электрической угловой скоростью

$$\omega_2 = p\Omega_2,$$

где Ω_2 — механическая угловая скорость вращения ротора. Тогда относительные проводимости статора и ротора определяются выражениями:

$$\begin{aligned} \lambda_{\delta 1} &= 1 + \sum_i \lambda_i \cos \frac{iZ_1\alpha}{p}; \\ \lambda_{\delta 2} &= 1 + \sum_j \lambda_j \cos \frac{jZ_2}{p}(\alpha - \omega_2 t). \end{aligned} \tag{23-54}$$

Общая относительная удельная проводимость зазора на основании (23-54)

$$\lambda_\delta = \lambda_{\delta 1}\lambda_{\delta 2} = 1 + \sum_i \lambda_i \cos \frac{iZ_1\alpha}{p} + \sum_j \lambda_j \cos \frac{jZ_2}{p}(\alpha - \omega_2 t) + \\ + \frac{1}{2}\sum_i \sum_j \lambda_i\lambda_j \left\{\cos\left[(jZ_2 + iZ_1)\frac{\alpha}{p} - j\frac{Z_2}{p}\omega_2 t\right] + \cos\left[(jZ_2 - iZ_1)\frac{\alpha}{p} - \right.\right. \\ \left.\left. - j\frac{Z_2}{p}\omega_2 t\right]\right\}. \tag{23-55}$$

Первый член правой части этого выражения определяет проводимость эквивалентного равномерного зазора $\delta' = k_\delta \delta$, второй член — гармоники проводимости статора, третий член — гармоники проводимости ротора и последний член —

интерференционные гармоники проводимости, обусловленные взаимным влиянием пазов статора и ротора.

При умножении Λ_δ по (23-53) и (23-55) на н. с. машины, выражаемую также рядом Фурье, получим бесконечные ряды разнообразных гармоник поля, с разными полюсными делениями и с разными скоростями вращения. Наибольшее влияние на работу машины оказывают лишь некоторые из них, наиболее сильные гармоники.

Пример. Рассмотрим асинхронную машину с $2p = 4$, $Z_1 = 24$, $Z_2 = 30$, $\delta = 0{,}5$ мм, $t_1 = 20$ мм, $b_1 = 10$ мм, $t_2 = 16$ мм, $b_2 = 8$ мм и учтем только первые гармоники проводимостей ($i = j = 1$). Тогда относительные размеры зубцовых зон будут: для статора $b_1/t_1 = 0{,}5$, $b_1/\delta = 20$ и для ротора $b_2/t_2 = 0{,}5$, $b_2/\delta = 16$. При этом, согласно кривым рис. 23-9, имеем $\lambda_{i=1} = 0{,}54$, $\lambda_{j=1} = 0{,}52$ и $\frac{1}{2}\lambda_i\lambda_j = 0{,}14$. По (23-55) теперь имеем

$$\lambda_\delta = 1 + 0{,}54\cos 12\alpha + 0{,}52\cos[15(\alpha - \omega_2 t)] + \\ + 0{,}14\cos[27\alpha - 15\omega_2 t] + 0{,}14\cos[3\alpha - 15\omega_2 t]. \qquad (23\text{-}56)$$

Определим гармоники поля, возникающие при действии основной гармоники вращающейся н. с.

$$F = F_m(\cos\omega_1 t - \alpha)$$

на проводимость λ_δ. Относительная магнитная индукция

$$B_* = \frac{\Lambda_\delta F}{\Lambda_{\delta 0} F_m} = \lambda_\delta \cos(\omega_1 t - \alpha) \qquad (23\text{-}57)$$

при этом, согласно (23-56) и (23-57), после замены произведения косинусов по известной тригонометрической формуле и подстановки $\omega_2 = (1 - s)\,\omega_1$ определяется соотношением

$$B_* = \cos(\omega_1 t - \alpha) + 0{,}27\cos(\omega_1 t - 13\alpha) + \\ + 0{,}27\cos(\omega_1 t + 11\alpha) + 0{,}26\cos[(2 - s)\,\omega_1 t - 16\alpha] + \\ + 0{,}26\cos[s\omega_1 t + 14\alpha] + 0{,}07\cos[(16 - 15s)\,\omega_1 t - 28\alpha] + \\ + 0{,}07\cos[(-14 + 15s)\,\omega_1 t + 26\alpha] + 0{,}07\cos[(16 - 15s)\,\omega_1 t - 4\alpha] + \\ + 0{,}07\cos[(-14 + 15s)\,\omega_1 t + 2\alpha].$$

Здесь каждая строка соответствует определенному члену равенства (23-56) в той же последовательности. Множитель перед α определяет порядок гармоники относительно основной, а отношение коэффициента перед t к этому множителю определяет скорость вращения гармоники. Последние две гармоники имеют малые числа полюсов и вращаются с большими скоростями:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{(16 - 15s)\,\omega_1}{4}; \qquad \frac{d\alpha}{dt} = \frac{(-14 + 15s)\,\omega_1}{2}.$$

Поэтому, несмотря на относительную малость амплитуд этих гармоник, они могут оказывать существенное влияние на работу машины.

Аналогичным образом можно исследовать влияние явнополюсной конструкции синхронной машины на ее магнитное поле. При этом можно исследовать также влияние низших гармоник н. с., создаваемых дробными обмотками, и свойства синхронных машин с переключением числа полюсов.

Более подробно метод удельной магнитной проводимости рассмотрен в ряде журнальных статей [1].

---

[1] Статьи А. И. Вольдека в журналах: Электричество, 1951, № 12; Труды Ленинградского политехнического института, 1953, № 3; там же, 1969, № 301 (соавтор Н. А. Солдатенкова); Известия вузов. Электромеханика, 1964, № 5; там же, 1968, № 6 (соавтор Р. А. Лахтметс); Электричество, 1966, № 7; Электротехника, 1969, № 9 (соавтор Р. А. Лахтметс).

Раздел четвертый

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Основы теории. Вращающие моменты и механические характеристики. Круговая диаграмма. Двигатели с вытеснением тока в обмотке ротора. Пуск и регулирование скорости вращения. Особые виды и режимы работы многофазных машин. Однофазные машины. Микромашины автоматических устройств.

Глава двадцать четвертая

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АСИНХРОННЫХ МАШИН

§ 24-1. Асинхронная машина при неподвижном роторе

Общая характеристика режима работы. Ниже будем иметь в виду симметричную многофазную асинхронную машину и симметричные режимы ее работы, когда сопротивления фаз каждой обмотки одинаковы, а напряжения и токи каждой обмотки составляют симметричные системы прямой последовательности. Кроме того, предположим, что взаимная индукция между статором и ротором обусловливается только основной гармоникой магнитного поля в воздушном зазоре, а высшие гармоники этого поля относятся к рассеянию и учитываются в индуктивных сопротивлениях рассеяния. При этом можно представить себе, что в воздушном зазоре действуют только основные гармоники поля обеих обмоток. Будем также предполагать, что обмотка статора является первичной и подключается к сети, а обмотка ротора — вторичной.

Рассмотрим многофазную асинхронную машину с заторможенным ротором. Для определенности будем иметь в виду машину с трехфазными обмотками на статоре и роторе (рис. 24-1). Предположим, что первичная обмотка включается в трехфазную сеть с фазным напряжением U_1, а к фазам вторичной обмотки подключаются сопротивления нагрузки $Z_{\text{нг}}$.

При указанных условиях асинхронная машина работает как трансформатор. Симметричные первичные фазные токи I_1 создают основную гармонику н. с. с амплитудой на полюс

$$\boxed{F_1 = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{w_1 k_{\text{об}1}}{p}\,I_1} \qquad (24\text{-}1)$$

и первичный вращающийся магнитный поток на один полюс

$$\Phi_1 = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta}\,\frac{2}{\pi}\,F_1 \tau l_\delta. \qquad (24\text{-}2)$$

Индуктируемые во вторичной обмотке токи I_2 создают основную гармонику н. с. с амплитудой

$$F_2 = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi}\,\frac{w_2 k_{об2}}{p}\,I_2 \qquad (24\text{-}3)$$

и вторичный вращающийся магнитный поток на полюс

$$\Phi_2 = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta}\,\frac{2}{\pi}\,F_2 \tau l_\delta. \qquad (24\text{-}4)$$

Потоки Φ_1 и Φ_2 вращаются с одинаковой скоростью n_1 (см. § 19-2) и образуют общий вращающийся поток Φ. Потоки Φ_1 и Φ_2 по отдельности в действительности не существуют, и магнитное состояние машины и степень насыщения магнитной цепи определяются результирующим потоком Φ.

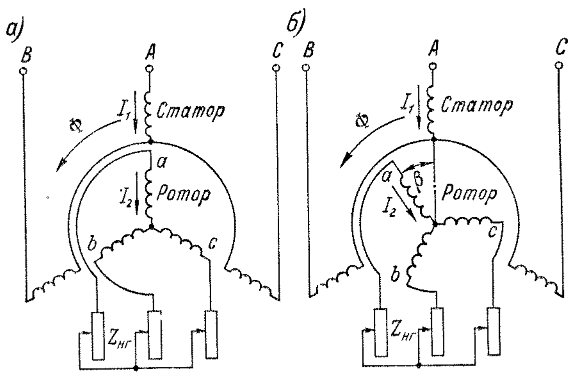


Рис. 24-1. Схемы асинхронной машины с заторможенным ротором при совпадении (*а*) и несовпадении (*б*) осей фаз обмоток статора и ротора

Как и у трансформатора, результирующий поток индуктирует в первичной и вторичной обмотках э. д. с. E_1 и E_2, которые определяются равенством (20-19). Напряжение на сопротивлении нагрузки U_2 равно E_2 минус падение напряжения во вторичной обмотке.

Приведение обмотки ротора к обмотке статора.

В тех же целях, как и для трансформатора, приведем вторичную обмотку асинхронной машины к первичной. Для этого можно представить себе, что реальная вторичная обмотка заменяется приведенной, которая устроена так же, как и первичная обмотка, и имеет с нею одинаковые числа фаз и витков в фазе, а также одинаковый обмоточный коэффициент основной гармоники.

Приведенные величины будем обозначать штрихами. Приведенные напряжения и токи вторичной обмотки должны быть рассчитаны так, чтобы энергетические и основные электромагнитные соотношения в машине не нарушались.

В общем случае надо иметь в виду, что пазы ротора и статора асинхронной машины могут быть скошены относительно друг друга. Обычно в асинхронных машинах скошены пазы ротора, а пазы статора являются прямыми. Поэтому при приведении обмотки ротора к обмотке статора необходимо представить себе, что приведенная обмотка ротора также имеет прямые пазы. Таким образом, в приведенной машине основные гармоники полей статора и ротора и их результирующего поля будут ориентированы вдоль прямых пазов, в осевом направлении, т. е. эти поля не будут скошены в тангенциальном направлении. Поэтому соотношения между неприведенными и приведенными величинами целесообразно установить, исходя из нескошенного магнитного поля. Для ясности положим, что выражения для обмоточных коэффициентов статора $k_{об1}$ и ротора $k_{об2}$ содержат в качестве сомножителей только коэффициенты укорочения и распределения обмотки, а влияние скоса будем учитывать с помощью коэффициента скоса k_c [см. равенство (20-3)], вводимого в качестве дополнительного множителя.

Нескошенное магнитное поле основной гармоники с потоком Φ индуктирует в обмотке неподвижного ротора со скошенными пазами э. д. с.

$$E_2 = \pi \sqrt{2} f_1 w_2 k_{об2} k_c \Phi, \qquad (24\text{-}5)$$

а в приведенной обмотке ротора и в обмотке статора — одинаковые по значению э. д. с.

$$E_2' = E_1 = \pi \sqrt{2} f_1 w_1 k_{об1} \Phi. \qquad (24\text{-}6)$$

Назовем **коэффициентом трансформации** или **коэффициентом приведения** э. д. с. и напряжений k_u отношение

$$k_u = E_2'/E_2 = E_1/E_2. \qquad (24\text{-}7)$$

Согласно выражениям (24-5) и (24-6),

$$k_u = \frac{w_1 k_{об1}}{w_2 k_{об2}} \frac{1}{k_c}. \quad (24\text{-}8)$$

Приведенная обмотка ротора с приведенным током I'_2 создает основную гармонику н. с., которая ориентирована в осевом направлении и имеет амплитуду

$$F'_2 = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{w_1 k_{об1}}{p} I'_2.$$

Неприведенная обмотка ротора создает основную гармонику н. с., которая ориентирована вдоль скошенных пазов ротора и имеет амплитуду

$$F_2 = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{w_2 k_{об2}}{p} I_2.$$

Это выражение не содержит коэффициента k_c. Однако при вычислении потокосцепления взаимной индукции с обмоткой статора, создаваемого н. с. F_2, надо учитывать коэффициент скоса k_c, так как н. с. F_2 и создаваемый ею поток скошены относительно обмотки статора. Поэтому в отношении статора эффективной является н. с. $k_c F_2$ и при приведении должно быть соблюдено равенство

$$F'_2 = k_c F_2.$$

Исходя из этого равенства и используя написанные выше выражения для F'_2 и F_2, найдем для коэффициента трансформации, или приведения, токов

$$k_i = I_2 / I'_2 \quad (24\text{-}9)$$

следующее выражение:

$$k_i = \frac{m_1 w_1 k_{об1}}{m_2 w_2 k_{об2}} \frac{1}{k_c}. \quad (24\text{-}10)$$

Для короткозамкнутой обмотки в виде беличьей клетки $m_2 = Z_2$, $w_2 = 1/2$, $k_{об2} = 1$ и I_2 представляет собой ток стержня.

Коэффициенты трансформации k_u и k_i при $m_1 \neq m_2$ не равны, так как при данном токе I намагничивающее действие и н. с. обмотки зависят от числа фаз m и при приведении вторичная обмотка с числом фаз m_2 заменяется обмоткой с числом фаз m_1. В отличие от трансформатора для асинхронной машины в выражения для k_u и k_i входят также обмоточные коэффициенты.

При отсутствии взаимного скоса пазов в равенствах (24-8) и (24-10) необходимо положить $k_c = 1$.

Обычно скос пазов относительно невелик и коэффициент k_c близок к единице. Если, например, скос пазов ротора b_c равен зубцовому делению статора, то при числах пазов статора на полюс $Z_1/2p = 3$ и 6 соответственно имеем $b_c/\tau = 1/3$ и $1/6$. При этом, согласно выражению (20-3), получим соответственно $k_c = 0{,}955$ и 0,989. Тем не менее и при относительно небольшом скосе, как будет показано ниже, заметным образом возрастает электромагнитное рассеяние машины.

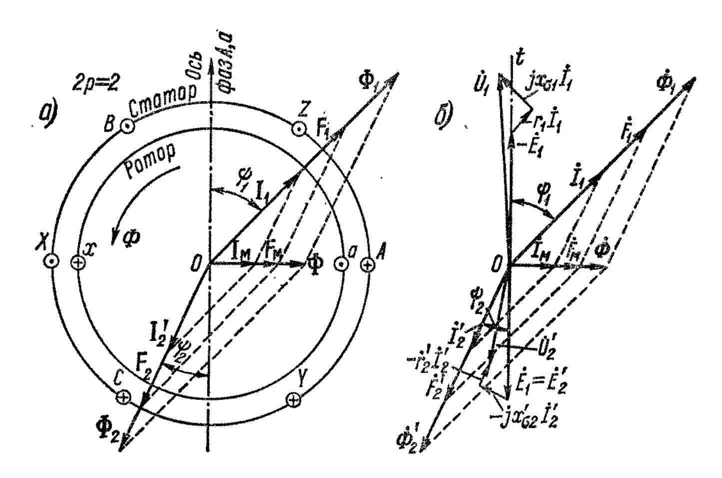


Рис. 24-2. Пространственная (*а*) и временная (*б*) векторные диаграммы асинхронной машины с заторможенным ротором при совпадении осей фаз статора и ротора

Пространственные и временные векторные диаграммы. Рассмотрим пространственные и временные фазовые соотношения (сдвиги по фазе) первичных и вторичных электромагнитных величин и допустим сначала, что оси фаз обмоток статора и ротора совпадают (рис. 24-2). При этом, не нарушая общности выводов, будем иметь в виду для простоты двухполюсную машину с трехфазными обмотками на статоре и роторе и построим пространственную (рис. 24-2, *а*) и временную (рис. 24-2, *б*) векторные диаграммы токов, намагничивающих сил и потоков. На временной векторной диаграмме будем откладывать векторы э. д. с. и токов фаз A и a.

Положительная пространственная ось фаз A и a обмоток статора и ротора на рис. 24-2, *а* и ось времени диаграммы рис. 24-2, *б* направлены вверх. Токи в фазах A и a положительны, когда они создают потоки в направлении положительных осей этих фаз, т. е. когда

эти токи в правых проводниках A и a (рис. 24-2, a) направлены за плоскость рисунка. Положительные направления э. д. с. совпадают с положительными направлениями токов. Потокосцепления или полные потоки фаз A и a положительны и максимальны, когда ось результирующего магнитного потока на рис. 24-2, a направлена вверх. Как было установлено в § 19-2 и 22-3, амплитуда вращающейся н. с. многофазной обмотки при симметричной ее нагрузке в момент максимума тока в данной фазе совпадает с осью этой же фазы. Поэтому при положительных и максимальных токах $I_{1m} = \sqrt{2}\, I_1$ и $I_{2m} = \sqrt{2}\, I_2$ в фазах A и a векторы н. с. первичной и вторичной обмоток A и a будут на рис. 24-2, a также направлены вверх. Чередование фаз на рис. 24-2, a выбрано таким, чтобы направления вращения магнитного поля на рис. 24-2, a и векторов на рис. 24-2, $б$ были одинаковы.

Диаграмма рис. 24-2, a построена для момента времени, когда потокосцепления фаз A и a от результирующего потока Φ равны нулю и достигают положительных максимумов через четверть периода тока. При этом пространственный вектор потока Φ на рис. 24-2, a и временной вектор этого же потока $\dot{\Phi}$ на рис. 24-2, $б$ будут направлены одинаково, а именно вправо.

Э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ или э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}'_2$, индуктируемые в фазах A и a результирующим потоком Φ, вследствие совпадения осей этих фаз обмоток совпадают по фазе во времени (рис. 24-2, $б$). В рассматриваемый момент времени они проходят через отрицательный максимум, как это следует из рис. 24-2, $б$ и как это можно также установить из рис. 24-2, a по правилу правой руки.

Если нагрузочное сопротивление $Z_{нг}$ (см. рис. 24-1) имеет активную и индуктивную составляющие, то ток $\dot{I}'_2$ отстает от э. д. с. $\dot{E}'_2$ на некоторый угол ψ_2 (рис. 24-2, $б$). Временной вектор н. с. вторичной обмотки $\dot{F}'_2 = k_c \dot{F}_2$ и временной вектор потока вторичной обмотки $\dot{\Phi}'_2 = k_c \dot{\Phi}_2$ совпадают по фазе с вектором тока $\dot{I}'_2$ (рис. 24-2, $б$). Согласно рис. 24-2, $б$, ток $\dot{I}'_2$ достигнет своего отрицательного максимума через отрезок времени, соответствующий углу ψ_2. В момент достижения током фазы a отрицательного максимума пространственный вектор н. с. $\mathbf{F}'_2$ на рис. 24-2, a будет направлен вертикально вниз. Так как векторы на рис. 24-2, a и $б$ совершают один оборот в течение одного периода тока и поэтому в течение одинаковых отрезков времени поворачиваются на одинаковые углы, то вектор $\mathbf{F}'_2$ на рис. 24-2, a в рассматриваемый момент времени также будет сдвинут от отрицательного направления вертикали в сторону отставания на угол ψ_2.

Пространственный вектор основной гармоники результирующей н. с. обмоток статора и ротора

$$\mathbf{F}_м = \mathbf{F}_1 + \mathbf{F}_2 k_c = \mathbf{F}_1 + \mathbf{F}'_2 \tag{24-11}$$

представляет собой геометрическую сумму их н. с. и будет совпадать на рис. 24-2, a с направлением вектора $\dot{\Phi}$. Исходя из соотношения (24-11), на рис. 24-2, a можно построить также пространственный вектор н. с. первичной обмотки:

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{F}_м - \mathbf{F}'_2.$$

Пространственный вектор потока первичной обмотки $\mathbf{\Phi}_1$ совпадает в пространстве по фазе с вектором $\mathbf{F}_1$ (рис. 24-2, a), и для векторов потока существует соотношение

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{\Phi}_1 + \mathbf{\Phi}'_2,$$

аналогичное соотношению для пространственных векторов соответствующих н. с.

Как видно из рис. 24-2, a, вектор н. с. $\mathbf{F}_1$ при своем вращении совпадет с осью фазы A через отрезок времени, соответствующий углу ψ_1 на рис. 24-2, a. Через такой же промежуток времени ток фазы достигнет своего положительного максимума, и поэтому вектор первичного тока $\mathbf{I}_1$ на рис. 24-2, $б$ также будет сдвинут от вертикали в сторону отставания на угол ψ_1.

Параллельно векторам н. с. $\mathbf{F}_1$ и $\mathbf{F}'_2$ на рис. 24-2, a можно построить также пространственные векторы пропорциональных им токов первичной и вторичной обмоток $\mathbf{I}_1$ и $\mathbf{I}'_2$. Эти последние векторы можно рассматривать и как пространственные векторы вращающихся пространственных волн тока или линейной нагрузки первичной и вторичной обмоток (см. § 22-4). Однако при этом необходимо иметь в виду, что в действительности указанные волны тока сдвинуты в пространстве от волн соответствующих н. с. на 90°. Поэтому совмещение направлений этих векторов на рис. 24-2, a соответствует повороту векторов волн тока на 90° и является в этом смысле условным.

На основании выражений (24-1), (24-3) и (24-11) результирующая н. с.

$$\dot{F}_м = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{w_1 k_{об1}}{p}\,\dot{I}_1 + \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{w_2 k_{об2}}{p}\,\dot{I}_2 k_c$$

или при переходе к приведенной вторичной обмотке

$$\dot{F}_м = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{w_1 k_{об1}}{p}\,(\dot{I}_1 + \dot{I}'_2). \tag{24-12}$$

Геометрическую сумму первичного и вторичного приведенного токов

$$\boxed{\dot{I}_м = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2,} \tag{24-13}$$

как и у трансформаторов, называют намагничивающим током. Согласно выражениям (24-12) и (24-13),

$$\dot{F}_м = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\frac{w_1 k_{об1}}{p}\dot{I}_м. \quad (24\text{-}14)$$

Исходя из соотношения (24-13), на рис. 24-2, *а* можно изобразить также пространственный вектор намагничивающего тока $\mathbf{I}_м$, совпадающий по направлению с вектором результирующего потока $\mathbf{Ф}$. Соотношение (24-13) действительно также для временных векторов $\dot{I}_1$, $\dot{I}'_2$ и $\dot{I}_м$ (рис. 24-2, *б*). На рис. 24-2, *б* можно построить также временные векторы потоков и н. с. первичной ($\dot{Ф}_1$, $\dot{F}_1$) и вторичной ($\dot{Ф}'_2$, $\dot{F}'_2$) обмоток, совпадающие по фазе с токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}'_2$, и их результирующие векторы $\dot{Ф}$ и $\dot{F}_м$.

Таким образом, пространственные и временные векторы диаграммы электромагнитных величин асинхронной машины с заторможенным ротором при совпадении осей фаз обмоток статора и ротора совершенно идентичны. В частности, волны н. с. обмоток статора и ротора сдвинуты в пространстве вдоль окружности машины на такие же углы, на какие сдвинуты по фазе токи соответствующих фаз этих обмоток, и т. д.

Очевидно, что все изложенное справедливо и для многофазных машин с любыми, в том числе и неравными, числами фаз статора и ротора и при любом числе пар полюсов машины p. При этом ввиду идентичности электромагнитных величин на протяжении различных пар полюсов можно рассматривать лишь одну пару полюсов или двухполюсную машину. В этом случае углы на рис. 24-2, *а* являются электрическими, которые больше действительных, геометрических углов в машине в p раз.

Вместо векторов потоков на рис. 24-2, *а* можно изображать также пропорциональные им и одинаково направленные векторы потокосцеплений Ψ этих потоков с фазами обмоток.

Нетрудно также установить, что проекции векторов токов и потокосцеплений на оси фаз *А* и *а* (рис. 24-2, *а*), а также на оси других фаз определяют мгновенные значения токов и потокосцеплений соответствующих фаз. Отметим также, что развитые в связи с рассмотрением рис. 24-2, *а* представления о пространственных векторах широко используются в современной математической теории переходных процессов машин переменного тока.

Систематическое изложение основ этой теории, однако, не укладывается в рамки данной книги.

Диаграмма временных векторов $\dot{Ф}$, $\dot{F}$, $\dot{I}$ и $\dot{E}$ (рис. 24-2, *б*) вполне аналогична соответствующей части векторной диаграммы трансформаторов без учета магнитных потерь. Диаграмму рис. 24-2, *б* можно дополнить, построив: 1) векторы падений напряжения в активных сопротивлениях (r_1, r'_2) и индуктивных сопротивлениях рассеяния ($x_{\sigma1}$, $x'_{\sigma2}$) обмоток и 2) векторы напряжений обмоток. Получаемая при этом диаграмма также вполне аналогична диаграмме трансформатора.

Векторы напряжений $\dot{U}_1$ и $\dot{U}'_2$ и э. д. с. $\dot{E}_1$ и $\dot{E}'_2$ также можно перенести на диаграмму рис. 24-2, *а*, придав им смысл пространственных вращающихся векторов напряжений и э. д. с. Проекции этих векторов на оси фаз обмоток также будут определять мгновенные значения напряжений и э. д. с. соответствующих фаз обмоток.

Случай несовпадения осей фаз обмоток статора и ротора. Предположим для определенности, что ось фазы *а* ротора сдвинута относительно оси фазы *А* статора на электрический угол β в сторону вращения поля (рис. 24-1, *б* и 24-3, *а*). При этом токи обмоток статора и ротора также создают общее вращающееся магнитное поле, однако результирующий вращающийся поток $\mathbf{Ф}$ будет набегать на фазу *А* раньше, чем на фазу *а*, и поэтому э. д. с. ротора $\dot{E}'_2$ будет отставать во времени от э. д. с. статора $\dot{E}_1$ на угол β (рис. 24-3, *б*). Если сопротивление нагрузки $Z_{нг}$ остается неизменным, то ток $\dot{I}'_2$ будет отставать от э. д. с. $\dot{E}'_2$ на такой же угол ψ_2, как и на рис. 24-2, *б*, однако по сравнению со схемой рис. 24-2 ток $\dot{I}'_2$ также будет отставать во времени на угол β. Поэтому на рис. 24-3, *а* пространственная синусоидальная волна или вектор вращающейся вторичной н. с. $\mathbf{F}'_2$ достигнет оси фазы *а* и совпадет с ней по направлению на некоторый отрезок времени позднее, чем на рис. 24-2, *а*. Величина этого отрезка времени соответствует повороту вектора $\mathbf{F}'_2$ на угол β. Поскольку, однако, на рис. 24-3 ось фазы *а* сдвинута на угол β вперед, то отсюда следует, что вектор $\mathbf{F}'_2$ и в этом случае займет по отношению к вектору $\mathbf{Ф}$ и другим векторам такое же положение, как и на рис. 24-2, *а*. Иными словами, перемещение обмотки ротора на угол β в сторону вращения

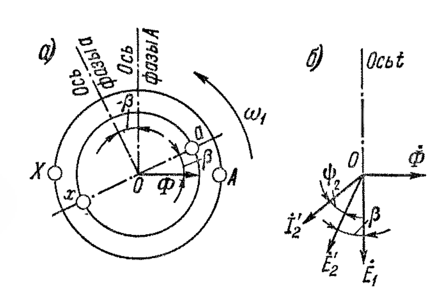


Рис. 24-3. Определение характера пространственных и временных векторных диаграмм асинхронной машины с заторможенным ротором при несовпадении осей фаз статора и ротора

поля вызывает отставание векторов тока $\mathbf{I}'_2$ и н. с. $\mathbf{F}'_2$ относительно оси этой обмотки на угол β, но вследствие смещения обмотки ротора на такой же угол вперед положение этой н. с. относительно статора и его н. с. не изменится. Поэтому останутся неизменными также результирующая н. с. $\mathbf{F}_м$ и результирующий поток. Не изменятся также режим работы машины в целом и значения всех токов, напряжений и мощности, за исключением вторичных токов, э. д. с. и напряжений, которые изменятся по фазе. Пространственная векторная диаграмма рис. 24-2, *а* также останется неизменной. При этом нетрудно установить, что проекции векторов рис. 24-2, *а* на оси фаз будут правильно определять истинные мгновенные значения токов и потокосцеплений фаз статора и ротора при любом положении ротора.

Таким образом, режим работы заторможенной асинхронной машины не зависит от положения ротора, если не учитывать незначительного влияния, вызываемого изменением взаимного положения зубцов статора и ротора при изменении положения последнего.

При любом положении ротора полностью действительны также пространственная векторная диаграмма рис. 24-2, *а* и временная векторная диаграмма рис. 24-2, *б*. При использовании временной диаграммы рис. 24-2, *б* надо только иметь в виду, что при $\beta \neq 0$ реальные вторичные токи и напряжения сдвинуты по сравнению с их положением на рис. 24-2, *б* на угол β, и в общем случае представленное на рис. 24-2, *б* сложение векторов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}'_2$ необходимо истолковывать в смысле геометрического сложения вращающихся волн н. с. $\mathbf{F}_1$ и $\mathbf{F}'_2$ соответственно рис. 24-2, *а*.

§ 24-2. Приведение рабочего процесса асинхронной машины при вращающемся роторе к рабочему процессу при неподвижном роторе

Общие положения. При неподвижном роторе, как было установлено в § 24-1, асинхронная машина работает как трансформатор, в котором электрическая энергия первичной цепи за вычетом потерь превращается в электрическую же энергию вторичной цепи. Во вращающейся же асинхронной машине в двигательном режиме работы электрическая энергия, потребляемая первичной обмоткой из питающей сети, за вычетом потерь в машине превращается в механическую энергию на валу машины. В генераторном режиме, наоборот, механическая энергия, подводимая к валу, превращается в электрическую энергию в первичной обмотке и передается в сеть. Кроме того, режим работы асинхронной машины при вращающемся роторе более сложен в том отношении, что в этом случае частоты токов первичной

и вторичной цепей не равны (см. § 19-2). По этой причине, в частности, невозможно изображение первичных и вторичных электрических величин на общих временных векторных диаграммах.

Вследствие изложенного, естественно, возникает мысль о замене вращающейся асинхронной машины эквивалентной ей по энергетическим и электромагнитным соотношениям машиной с заторможенным ротором или, иначе говоря, о приведении режима работы вращающейся асинхронной машины к эквивалентному режиму работы этой же машины при неподвижном роторе.

Такое приведение оказывается возможным потому, что и при вращающемся роторе н. с. и магнитные поля обмотки статора и ротора вращаются синхронно и образуют общее вращающееся поле (см. § 19-2), точнее, потому, что вид и характер пространственной векторной диаграммы асинхронной машины (см. рис. 24-2, *а*) одинаковы как при неподвижном, так и при вращающемся роторе. Действительно, в § 24-1 было показано, что диаграмма рис. 24-2, *а* при всех положениях ротора относительно статора одинакова, если только одинаковы действующие значения вторичных токов и их фазные сдвиги относительно вторичных э. д. с. При вращающемся с заданной скоростью роторе асинхронной машины и установившемся режиме ее работы действующее значение вторичного тока и его сдвиг относительно э. д. с. вторичной обмотки, индуктированной результирующим потоком, также неизменны, так как неизменны активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния вторичной обмотки. Поэтому при любом положении ротора, т. е. в любой момент времени, пространственная диаграмма векторов рис. 24-2, *а* также неизменна.

В связи с изложенным можно заключить, что при приведении режима работы вращающейся машины к эквивалентному режиму неподвижной машины необходимо, чтобы ее пространственная векторная диаграмма не изменилась, т. е. чтобы сохранились значения токов и н. с. обмоток и их фазные сдвиги относительно друг друга. При этих условиях остаются неизменными значения результирующих н. с. и магнитных потоков, энергии магнитных полей, потребляемой из сети первичной мощности, магнитных и электрических потерь в статоре, передаваемой через магнитное поле со статора на ротор электромагнитной мощности и т. д. Единственным существенным отличием неподвижной машины будет то, что в ней не происходит преобразования механической энергии в электрическую и обратно. Поэтому при переходе к неподвижной машине механическая мощность должна быть представлена равной ей электрической мощностью.

Количественные соотношения. Значение э. д. с., индуктируемой результирующим магнитным потоком Ф в фазе вторичной обмотки при неподвижном роторе, когда $s = 1$ и $f_2 = f_1$, будем по-прежнему обозначать буквой E_2, а значение этой э. д. с. при том же потоке Ф, но при любом скольжении s, когда $f_2 = sf_1$, обозначим E_{2s}. При этом

$$E_2 = \pi \sqrt{2} f_1 w_2 k_{об2} \Phi; \quad E_{2s} = \pi \sqrt{2}\, s f_1 w_2 k_{об2} \Phi$$

и, следовательно,

$$\boxed{\dot{E}_{2s} = s\dot{E}_2.} \tag{24-15}$$

Частота тока вторичной цепи пропорциональна скольжению. Поэтому активное сопротивление r_2 и индуктивность рассеяния L_2 вторичной цепи при заметном проявлении поверхностного эффекта будут зависеть от частоты $f_2 = sf_1$ или скольжения s. Однако влияние поверхностного эффекта может быть учтено особо, и поэтому положим здесь $r_2 = \text{const}$ и $L_2 = \text{const}$. Тогда индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи пропорционально скольжению:

$$x_{\sigma 2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi s f_1 L_2 = s x_{\sigma 2}.$$

Здесь $x_{\sigma 2}$ — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи при неподвижном роторе или при $f_2 = f_1$, а $x_{\sigma 2s}$ — значение этого сопротивления при любом скольжении.

Значения полного сопротивления вторичной цепи при неподвижном и вращающемся роторе соответственно будут

$$\boxed{Z_2 = r_2 + jx_{\sigma 2}; \quad Z_{2s} = r_2 + jsx_{\sigma 2}.} \tag{24-16}$$

Если к вторичной обмотке подключено некоторое внешнее сопротивление, то r_2 и $x_{\sigma 2}$ должны включать в себя также составляющие этого сопротивления.

Согласно выражениям (24-15) и (24-16), значение вторичного тока I_2 при вращающемся с любым скольжением роторе

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_{\sigma 2}}. \tag{24-17}$$

Разделим числитель и знаменатель правой части (24-17) на s. Тогда

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{r_2/s + jx_{\sigma 2}}. \tag{24-18}$$

Левая часть равенств (24-17) и (24-18) представляет собой комплекс вторичного тока при вращающемся роторе, который при переходе машины к эквивалентному режиму с неподвижным ротором остается неизменным. В числителе правой части выражения (24-18) стоит значение вторичной э. д. с. при неподвижном роторе. Поэтому знаменатель правой части (24-18) указывает на то, что при переходе машины к режиму с неподвижным ротором для сохранения значения и фазы вторичного тока неизменными вторичная цепь должна обладать сопротивлением

$$\boxed{Z_{2э} = r_2/s + jx_{\sigma 2}.} \tag{24-19}$$

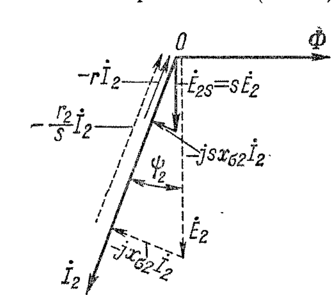


Рис. 24-4. Векторная диаграмма вторичной цепи асинхронного двигателя при вращающемся (сплошные векторы) и неподвижном (штриховые векторы) роторе

Если, например, $s = 0{,}05$, то $1/s = 20$ и сравнение равенств (24-17) и (24-18) показывает, что при переходе машины к режиму с неподвижным ротором э. д. с. вторичной цепи увеличивается в 20 раз и одновременно во столько же раз должны быть увеличены обе составляющие вторичного сопротивления. При этих условиях как значение тока I_2, так и его фазный угол сдвига

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{x_{\sigma 2s}}{r_2} = \operatorname{arctg} \frac{sx_{\sigma 2}}{r_2} = \operatorname{arctg} \frac{x_{\sigma 2}}{r_2/s} \tag{24-20}$$

остаются, естественно, неизменными.

Векторные диаграммы вторичной цепи асинхронного двигателя при вращающемся роторе и в эквивалентном режиме с неподвижным ротором изображены на рис. 24-4. Следует иметь в виду, что в рассматриваемых двух режимах частоты тока I_2 различны.

Равенства (24-17) и (24-18) показывают, что при переходе машины в режим работы с неподвижным ротором э. д. с. и индуктивное сопротивление вторичной цепи будут соответствовать реальным значениям этих величин при неподвижном роторе, но вместо активного сопротивления r_2 эта цепь должна содержать сопротивление r_2/s, т. е. активное сопротивление должно быть увеличено на величину

$$\boxed{r_{2д} = \frac{r_2}{s} - r_2 = \frac{1-s}{s} r_2.} \tag{24-21}$$

В двигательном режиме ($0 < s < 1$) величина $r_{2д}$ положительна. Например, при $s = 0{,}05$ будет $r_{2д} = 19r_2$.

Значение электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемой посредством магнитного поля со статора на ротор, в обоих рассматриваемых режимах одинаково. Одинаковы также электрические потери во вторичной обмотке машины:

$$p_{эл2}=m_2I_2^2r_2. \qquad (24\text{-}22)$$

Разность мощностей $P_{эм}$ и $p_{эл2}$ в обоих режимах тоже одинакова. В реальном рабочем режиме с вращающимся ротором разность этих мощностей превращается в механическую мощность на роторе $P_{мх}$:

$$P_{мх}=P_{эм}-p_{эл2}. \qquad (24\text{-}23)$$

В эквивалентном режиме механическая мощность равна нулю, так как ротор неподвижен, но при этом развивается электрическая мощность в добавочном сопротивлении $r_{2д}$. Очевидно, что эта мощность должна быть равна механической мощности в режиме с вращающимся ротором:

$$\boxed{P_{мх}=m_2I_2^2r_{2д}=m_2I_2^2r_2\frac{1-s}{s}.} \qquad (24\text{-}24)$$

Таким образом, мощность, выделяемая в трех фазах в сопротивлениях $r_{2д}$, равна механической мощности вращающейся машины.

В рассматриваемых выше выражениях были использованы неприведенные значения вторичных величин. Вместо них, как будет выяснено ниже, можно пользоваться также приведенными значениями.

§ 24-3. Уравнения напряжений асинхронной машины и их преобразование

Уравнения напряжений неприведенной асинхронной машины. Составим уравнения напряжения для одной фазы первичной обмотки и одной фазы вторичной обмотки асинхронной машины с вращающимся ротором. В соответствии с изложенным в § 24-1 и 24-2 эти уравнения можно написать для такого момента времени или положения ротора, когда оси рассматриваемых фаз двух обмоток совпадают. Предположим, что вторичная цепь замкнута накоротко и поэтому ее напряжение равно нулю. Допустим также, что магнитные потери в сердечниках статора и ротора равны нулю. Сначала напишем уравнения для неприведенной вторичной обмотки.

При перечисленных предположениях уравнения напряжения можно написать в следующей форме:

$$\boxed{\dot U_1=r_1\dot I_1+jx_{\sigma1}\dot I_1+jx_{г1}\dot I_1+jx_{г21}\dot I_2;} \qquad (24\text{-}25)$$

$$\boxed{0=r_2\dot I_2+jsx_{\sigma2}\dot I_2+jsx_{г2}\dot I_2+jsx_{г12}\dot I_1.} \qquad (24\text{-}26)$$

Здесь $\dot U_1$ — первичное фазное напряжение; $\dot I_1$ и $\dot I_2$ — первичный и вторичный фазные токи; r_1, r_2 — первичное и вторичное активные сопротивления; $x_{\sigma1}$, $x_{\sigma2}$ — первичное и вторичное индуктивные сопротивления рассеяния, включающие пазовое, лобовое, дифференциальное рассеяния и рассеяние по коронкам зубцов (см. § 23-3); $x_{г1}$, $x_{г2}$ — первичное и вторичное главные собственные индуктивные сопротивления, учитывающие основные гармоники магнитного поля в воздушном зазоре (см. § 23-2); $x_{г21}$, $x_{г12}$ — взаимные индуктивные сопротивления первичной и вторичной обмоток от основных гармоник поля в воздушном зазоре, причем в общем случае $x_{г21}\neq x_{г12}$ (см. § 23-2).

Все перечисленные сопротивления x соответствуют первичной частоте. Множители s в уравнении (24-26) учитывают то обстоятельство, что при вращающемся роторе вторичные частота, э. д. с. и индуктивные сопротивления пропорциональны скольжению s. Э. д. с. взаимной индукции во вторичной обмотке

$$\dot E_{12s}=-jsx_{г12}\dot I_1,$$

индуктированная первичным током и соответствующая последнему члену (24-26), также пропорциональна s, поскольку скорость вращения первичного поля относительно вторичной обмотки также пропорциональна скольжению.

Суммы последних двух членов (24-25) и (24-26), взятые с обратным знаком, представляют собой э. д. с., индуктированные в первичной и вторичной обмотках результирующим магнитным потоком основных гармоник полей статора и ротора:

$$\left.\begin{aligned}\dot E_1&=-(jx_{г1}\dot I_1+jx_{г21}\dot I_2);\\ \dot E_2s=s\dot E_2&=-(jsx_{г2}\dot I_2+jsx_{г12}\dot I_1).\end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}27)$$

Преобразование уравнений напряжений и приведенные параметры машины. Разделим, во-первых, все члены уравнения (24-26) на s, что, согласно изложенному в § 24-2, соответствует переходу к машине с заторможенным ротором. Во-вторых, перейдем к приведенным вторичным величинам, для чего в соответствии с соотноше-

нием (24-9) сделаем в (24-25) и (24-26) подстановку

$$\boxed{\dot{I}_2 = k_i \dot{I}'_2} \qquad (24\text{-}28)$$

и умножим также уравнение (24-26) на k_u [см. равенство (24-8)]. Последняя операция, согласно выражению (24-7), соответствует приведению падений напряжения и э. д. с. реальной вторичной обмотки, представленных членами уравнения (24-26), к значениям этих величин для приведенной обмотки. В результате вместо (24-25) и (24-26) получим

$$\dot{U}_1 = r_1 \dot{I}_1 + jx_{\sigma 1}\dot{I}_1 + jx_{\text{г}1}\dot{I}_1 + jk_i x_{\text{г}21}\dot{I}'_2; \qquad (24\text{-}29)$$

$$0 = k_i k_u \frac{r_2}{s}\dot{I}'_2 + jk_i k_u x_{\sigma 2}\dot{I}'_2 + jk_i k_u x_{\text{г}2}\dot{I}'_2 + jk_u x_{\text{г}12}\dot{I}_1. \qquad (24\text{-}30)$$

Назовем величину

$$\boxed{k = k_i k_u} \qquad (24\text{-}31)$$

коэффициентом приведения сопротивлений вторичной цепи к первичной. На основании выражений (24-8) и (24-10)

$$\boxed{k = \frac{m_1 w_1^2 k_{\text{об}1}^2}{m_2 w_2^2 k_{\text{об}2}^2}\,\frac{1}{k_{\text{c}}^2}.} \qquad (24\text{-}32)$$

В равенство (24-30) можно ввести приведенные значения вторичных активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния:

$$\boxed{r'_2 = k_i k_u r_2 = k r_2;} \qquad (24\text{-}33)$$

$$\boxed{x'_{\sigma 2} = k_i k_u x_{\sigma 2} = k x_{\sigma 2}.} \qquad (24\text{-}34)$$

Другие члены (24-29) и (24-30) преобразовываются следующим образом.

Приведенные величины индуктивных сопротивлений взаимной индукции, согласно выражениям (23-17), (23-18), (24-8) и (24-10),

будут

$$x'_{\text{г}12} = k_u x_{\text{г}12} = \frac{w_1 k_{\text{об}1}}{w_2 k_{\text{об}2}}\,\frac{1}{k_{\text{c}}}\,m_1 w_1 k_{\text{об}1} w_2 k_{\text{об}2} k_{\text{c}} X_1 = m_1 w_1^2 k_{\text{об}1}^2 X_1;$$

$$x'_{\text{г}21} = k_i x_{\text{г}21} = \frac{m_1 w_1 k_{\text{об}1}}{m_2 w_2 k_{\text{об}2}}\,\frac{1}{k_{\text{c}}}\,m_2 w_1 k_{\text{об}1} w_2 k_{\text{об}2} k_{\text{c}} X_1 = m_1 w_1^2 k_{\text{об}1}^2 X_1$$

или на основании (23-11)

$$x'_{\text{г}12} = k_u x_{\text{г}12} = x_{\text{г}1}; \quad x'_{\text{г}21} = k_i x_{\text{г}21} = x_{\text{г}1}. \qquad (24\text{-}35)$$

Таким образом, приведенные взаимные индуктивные сопротивления оказываются равными главному индуктивному сопротивлению первичной обмотки, обусловленному основной гармоникой поля этой обмотки.

Этот результат вполне естествен, так как после приведения первичная и вторичная обмотки становятся одинаковыми и поэтому их главные собственные и взаимные индуктивные сопротивления должны быть равны.

Далее, для третьего члена правой части (24-30) на основании выражений (23-14), (24-8) и (24-10) получим

$$x'_{\text{г}2} = k_i k_u x_{\text{г}2} = k x_{\text{г}2} = \frac{m_1 w_1^2 k_{\text{об}1}^2}{m_2 w_2^2 k_{\text{об}2}^2}\,\frac{1}{k_{\text{c}}^2}\,m_2 w_2^2 k_{\text{об}2}^2 X_1 = \frac{1}{k_{\text{c}}^2}\,m_1 w_1^2 k_{\text{об}1}^2 X_1$$

или на основании (23-11)

$$x'_{\text{г}2} = k_i k_u x_{\text{г}2} = \frac{1}{k_{\text{c}}^2}\,x_{\text{г}1}. \qquad (24\text{-}36)$$

Определение индуктивного сопротивления рассеяния скоса. При отсутствии скоса ($k_{\text{c}} = 1$), согласно выражению (24-36), $x'_{\text{г}2} = x_{\text{г}1}$, т. е. главные индуктивные сопротивления первичной и приведенной вторичной обмоток равны, что также является естественным.

Однако при наличии скоса ($k_{\text{c}} \neq 1$) будет $x'_{\text{г}2} > x_{\text{г}1}$, что указывает на то, что в этом случае возникает дополнительное электромагнитное рассеяние за счет основной гармоники поля вторичной обмотки. Физически это обусловлено тем, что при наличии скоса пазов э. д. с. взаимной индукции уменьшается.

Приведенные значения индуктивного сопротивления рассеяния вторичной обмотки от скоса пазов, таким образом, равно

$$x'_{\text{c}2} = x'_{\text{г}2} - x_{\text{г}1} \qquad (24\text{-}37)$$

или, согласно (24-36),

$$\boxed{x'_{\text{c}2} = (1/k_{\text{c}}^2 - 1)\,x_{\text{г}1}.} \qquad (24\text{-}38)$$

Несмотря на то что k_c может мало отличаться от единицы, значение x'_{c2} по сравнению с другими составляющими индуктивного сопротивления рассеяния достаточно велико, так как x_{r1} является большой величиной. Если, например, $k_c = 0{,}99$ и $x_{r1*} = 4{,}0$, то $x_{c2*} = 0{,}0813$, что составляет весьма значительную величину.

Согласно (24-37), приведенное значение вторичного главного сопротивления

$$x'_{r2} = k_i k_u x_{r2} = k x_{r2} = x_{r1} + x'_{c2} \tag{24-39}$$

представляется в виде суммы главного индуктивного сопротивления приведенной вторичной обмотки и индуктивного сопротивления рассеяния скоса.

Окончательный вид уравнений напряжения асинхронной машины с приведенной вторичной обмоткой при отсутствии магнитных потерь. Заменим в выражениях (24-29) и (24-30) произведения коэффициентов приведения и сопротивлений значениями этих произведений по равенствам (24-33), (24-34), (24-35) и (24-39). Объединив при этом величину x'_{c2} с $x'_{\sigma2}$ и сохранив для суммы $x'_{\sigma2} + x'_{c2}$ обозначение $x'_{\sigma2}$, получим

$$\begin{aligned} \dot U_1 &= r_1 \dot I_1 + j x_{\sigma1} \dot I_1 + j x_{r1} (\dot I_1 + \dot I'_2); \\ 0 &= \frac{r'_2}{s} \dot I'_2 + j x'_{\sigma2} \dot I'_2 + j x_{r1} (\dot I_1 + \dot I'_2). \end{aligned} \tag{24-40}$$

В выражении (24-40) сопротивление рассеяния $x'_{\sigma2}$ включает в себя все составляющие сопротивления рассеяния вторичной обмотки, в том числе сопротивление рассеяния скоса.

Последние члены уравнений (24-40), взятые с обратным знаком, представляют собой э. д. с. $E_1 = E'_2$, индуктированные в первичной и вторичной приведенной обмотках результирующим потоком основных гармоник н. с. статора и ротора:

$$\dot E_1 = \dot E'_2 = -j x_{r1} (\dot I_1 + \dot I'_2). \tag{24-41}$$

Нетрудно установить, что в результате приведения вторичной обмотки к первичной все энергетические соотношения сохраняются. Например, согласно выражениям (24-28), (24-33), (24-32) и (24-10), электрические потери в приведенной вторичной обмотке

$$p'_{эл2} = m_1 I'^2_2 r'_2 = m_1 \frac{I_2^2}{k_i^2} k r_2 = m_2 I_2^2 r_2 = p_{эл2}$$

равны потерям в действительной вторичной обмотке.

Отметим также, что приведение вторичной обмотки к первичной можно в принципе выполнять также с коэффициентами k_u и k_i, отличающимися от соотношений (24-8) и (24-10).

В частности, эти коэффициенты можно выбрать такими, что индуктивное сопротивление рассеяния скоса будет фигурировать в качестве составляющего индуктивного сопротивления рассеяния первичной цепи, а не вторичной. Можно также распределить сопротивление рассеяния скоса между обеими цепями. Однако подобный подход нерационален, так как это без надобности усложняет расчеты. К тому же скос в асинхронных машинах обычно выполняется на роторе, т. е. на вторичной стороне машины. Поэтому и с физической точки зрения это сопротивление рассеяния целесообразно отнести к вторичной цепи.

О расчете индуктивного сопротивления рассеяния скоса. Относительную магнитную проводимость рассеяния скоса λ_c, входящую в (23-45), можно определить по формуле (23-42), заменив там $\lambda_д$ на λ_c и $x_д$ на x'_{c2} из (24-38) и подставив значение x_{r1} из (23-10). Тогда получим

$$\lambda_c = \frac{m_1 q_1 k_{об1}^2 \tau}{\pi^2 k_\delta k_\mu \delta} \frac{l_\delta}{l'_\delta} \left(\frac{1}{k_c^2} - 1 \right). \tag{24-42}$$

Выражение (24-42) в таком виде пригодно для вычисления значения сопротивления рассеяния скоса, приведенного к первичной обмотке, причем в множитель перед λ_c в выражениях вида (23-45) необходимо включить обмоточные данные первичной обмотки.

Используя формулу (20-3), величину $1/k_c^2$ можно разложить в степенной ряд и при $b_c/\tau < 0{,}3$ можно учесть только два первых члена ряда. Тогда

$$\frac{1}{k_c^2} - 1 \approx \frac{1}{3} \left(\frac{b_c}{\tau} \frac{\pi}{2} \right)^2$$

и вместо (24-42) получим

$$\lambda_c = \frac{m_1 q_1 k_{об1}^2}{12 k_\delta k_\mu} \frac{l_\delta}{l'_\delta} \frac{b_c^2}{\delta \tau}. \tag{24-43}$$

Если вторичной обмоткой является беличья клетка, то выражения для ее индуктивных сопротивлений дифференциального рассеяния и рассеяния скоса можно объединить в формулу простого вида. Действительно, для суммы

$$x'_{д.с2} = x'_{д2} + x'_{c2} = k x_{д2} + x'_{c2}$$

на основании выражений (23-40), (24-32), (23-13), (23-10) и (24-38) получим

$$x'_{\text{д. с}2} = \frac{1}{k_{\text{с}}^2} k_{\text{д}} x_{\text{г}1} + \left(\frac{1}{k_{\text{с}}^2} - 1\right) x_{\text{г}1}.$$

Подставив сюда значения $k_{\text{с}}$ и $k_{\text{д}}$ из (20-3) и (23-38), имеем

$$\boxed{x'_{\text{д. с}2} = k_{\text{с. д}} x_{\text{г}1},} \quad (24\text{-}44)$$

где

$$\boxed{k_{\text{с. д}} = \frac{\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2 \left(\frac{b_{\text{с}}}{\tau} \frac{\pi}{2}\right)^2}{\sin^2 \frac{p\pi}{Z_2} \sin^2 \left(\frac{b_{\text{с}}}{\tau} \frac{\pi}{2}\right)} - 1} \quad (24\text{-}45)$$

представляет собой объединенный коэффициент дифференциального рассеяния и рассеяния скоса беличьей клетки. Первый член равенства (24-45) можно разложить в ряд и при $Z_2/p > 6$ и $b_{\text{с}}/\tau < 0{,}3$ ограничиться учетом только первых двух членов ряда. Тогда

$$k_{\text{с. д}} \approx \frac{1}{3}\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2 + \frac{1}{3}\left(\frac{b_{\text{с}}}{\tau} \frac{\pi}{2}\right)^2. \quad (24\text{-}46)$$

§ 24-4. Схемы замещения асинхронной машины

Т-образная схема замещения. Уравнениям (24-40), как нетрудно видеть, соответствует схема замещения рис. 24-5. Сопротивлением намагничивающей цепи является главное индуктивное сопротивление первичной обмотки, и по этой цепи протекает намагничивающий ток

$$\dot{I}_{\text{м}} = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2. \quad (24\text{-}47)$$

Напряжение на зажимах *1* и *2* намагничивающей цепи

$$U_{12} = E_1 = E'_2.$$

Схема замещения рис. 24-5 не учитывает магнитных потерь в сердечниках машины.

Потери в сердечнике статора (первичной цепи) могут быть учтены при $f_1 = \text{const}$ аналогично тому, как это было сделано для трансформатора, путем включения на зажимы *1* и *2* схемы рис. 24-5 параллельно сопротивлению $x_{\text{г}1}$ активного сопротивления $r_{\text{мг}}$ такого значения, что потери в нем будут равны магнитным потерям в сердечнике статора на одну фазу:

$$E_1^2/r_{\text{мг}} = p_{\text{мг}1}/m_1,$$

откуда

$$r_{\text{мг}} = m_1 E_1^2/p_{\text{мг}1}. \quad (24\text{-}48)$$

Значение $r_{\text{мг}}$ можно найти, если из опытных или расчетных данных известны потери в сердечнике статора $p_{\text{мг}1}$ при определенном E_1 или определенном магнитном потоке. Обычно $r_{\text{мг}} \gg x_{\text{г}1}$.

Параллельно включенные сопротивления $r_{\text{мг}}$ и $x_{\text{г}1}$ можно объединить в одно общее сопротивление намагничивающей цепи

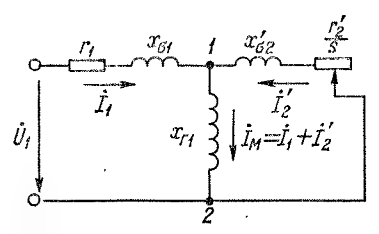
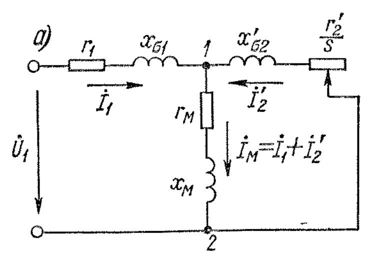


Рис. 24-5. Т-образная схема замещения асинхронной машины без учета магнитных потерь



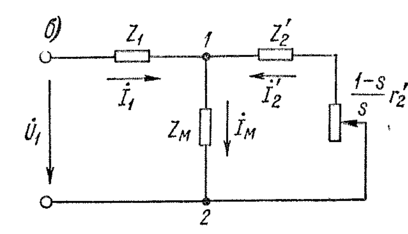


Рис. 24-6. Т-образные схемы замещения асинхронной машины с учетом магнитных потерь

$$Z_{\text{м}} = \frac{r_{\text{мг}} j x_{\text{г}1}}{r_{\text{мг}} + j x_{\text{г}1}} = \frac{r_{\text{мг}} x_{\text{г}1}^2}{r_{\text{мг}}^2 + x_{\text{г}1}^2} + j\,\frac{r_{\text{мг}}^2 x_{\text{г}1}}{r_{\text{мг}}^2 + x_{\text{г}1}^2} \quad (24\text{-}49)$$

или

$$Z_{\text{м}} = r_{\text{м}} + j x_{\text{м}}, \quad (24\text{-}50)$$

причем $r_{\text{м}} \ll x_{\text{м}}$. В результате вместо схемы рис. 24-5 получим схему рис. 24-6, *а*, которая в несколько ином виде представлена на рис. 24-6, *б*. При этом

$$Z_1 = r_1 + j x_{\sigma 1}; \quad Z'_2 = r'_2 + j x'_{\sigma 2} \quad (24\text{-}51)$$

и выделено добавочное сопротивление

$$r'_{\text{д}2} = \frac{1-s}{s} r'_2, \quad (24\text{-}52)$$

соответствующее механической мощности, развиваемой на роторе машины. Схема рис. 24-6, *б* аналогична схеме замещения трансформатора, к вторичным зажимам которой подключено нагрузочное сопротивление $r'_{\text{д}2}$.

Намагничивающий ток схем рис. 24-6 содержит, кроме реактивной составляющей $I_{мr}$, также активную составляющую $I_{мa}$, соответствующую магнитным потерям в статоре:

$$\dot I_м = \dot I_1 + \dot I_2' = \dot I_{мa} + \dot I_{мr}. \quad (24\text{-}53)$$

Непосредственный учет магнитных потерь в сердечнике ротора (вторичной цепи) в схеме замещения сложен, так как частота перемагничивания этого сердечника $f_2 = sf_1$ при изменении s изменяется, в результате чего указанные потери при $f_1 = \text{const}$ не пропорциональны $E_1^2 \sim \Phi^2$. В нормальных рабочих режимах машины $(0 < s \leqslant 0{,}05)$ вследствие малой частоты перемагничивания эти потери вообще незначительны и их можно не учитывать. Если же учет этих потерь все же необходим, то следует иметь в виду, что они покрываются за счет механической мощности.

Параметры схемы замещения в относительных единицах для нормальных асинхронных машин мощностью в несколько киловатт и выше находятся в следующих пределах: $x_{м*} = 2 \div 4$; $r_{м*} = 0{,}08 \div 0{,}35$; $r_{1*} \approx r_{2*} = 0{,}01 \div 0{,}07$; $x_{\sigma 1*} \approx x_{\sigma 2} = 0{,}08 \div 0{,}13$. С увеличением номинальной мощности к. п. д. машины увеличивается, а относительные величины потерь уменьшаются, соответственно чему уменьшаются также относительные значения активных сопротивлений. Величина $x_{м*}$ уменьшается с увеличением числа полюсов машины, так как при этом уменьшается отношение τ/δ [см. равенство (23-23)].

Из приведенных данных видно, что сопротивление намагничивающей цепи схемы замещения асинхронных машин значительно меньше, чем у трансформаторов. Это объясняется наличием в магнитной цепи асинхронных машин воздушного зазора между статором и ротором. В связи с этим намагничивающий ток и ток холостого хода асинхронных машин значительно выше $(I_{м*} = 0{,}25 \div 0{,}50)$, чем у трансформаторов.

Из схем замещения рис. 24-6 можно сделать вывод, что при увеличении I_1, т. е. при увеличении нагрузки машины, величины $E_1 \sim \Phi$ при $U = \text{const}$ будут уменьшаться. Однако в пределах нормальных рабочих нагрузок изменение потока машины невелико и составляет лишь несколько процентов.

Г-образная схема замещения. Схемы замещения, изображенные на рис. 24-5 и 24-6, хорошо отражают реальные физические процессы, происходящие в машине, так как при отсутствии скоса пазов напряжение намагничивающей цепи и намагничивающий ток соответствуют реальному потоку основной гармоники поля. Однако для рассмотрения некоторых вопросов эти схемы несколько неудобны, так как их цепи разветвлены и напряжение на зажимах параллельной цепи U_{12} при $U_1 = \text{const}$ непостоянно. Более удобной в этом

отношении является схема замещения, в которой зажимы параллельной цепи вынесены на первичные зажимы, под напряжение U_1. Из рассмотрения рис. 24-6 и уравнений (24-40) видно, что в подобной схеме сопротивление, соответствующее на рис. 24-6 и в выражениях (24-40) сопротивлению $Z_1 = r_1 + jx_{\sigma 1}$, должно быть равно нулю. Для достижения этого равенства необходимо произвести соответствующее преобразование уравнений напряжения машины.

Составим по правилу контурных токов уравнения напряжений схемы рис. 24-6, *б*:

$$\dot U_1 = Z_1 \dot I_1 + Z_м(\dot I_1 + \dot I_2'); \quad (24\text{-}54)$$

$$0 = Z_2' \dot I_2' + \frac{1-s}{s} r_2' \dot I_2' + Z_м(\dot I_1 + \dot I_2'). \quad (24\text{-}55)$$

Уравнения (24-54) и (24-55) можно получить также из уравнений (24-40), если ввести в них Z_1 и Z_2' из (24-51) и заменить $jx_{г1}$ на $Z_м$.

Для преобразования уравнений (24-54) и (24-55) перейдем в них от переменной $\dot I_2'$ к новой переменной $\dot I_2''$ по равенству

$$\dot I_2' = C_1 \dot I_2'', \quad (24\text{-}56)$$

где C_1 — некоторое, неопределенное пока комплексное число. Эту операцию можно рассматривать как новое приведение вторичной цепи, причем C_1 является коэффициентом приведения, а $\dot I_2''$ — новым приведенным током.

Подставим $\dot I_2'$ из (24-56) в (24-54) и прибавим и вычтем в правой части член $C_1 Z_м \dot I_1$. Тогда получим

$$\dot U_1 = Z_1 \dot I_1 + Z_м \dot I_1 - C_1 Z_м \dot I_1 + C_1 Z_м (\dot I_1 + \dot I_2''). \quad (24\text{-}57)$$

Очевидно, что последний член (24-57) соответствует намагничивающей, или параллельной, цепи новой схемы замещения. На основании изложенного для получения Г-образной схемы замещения в выражении (24-57) необходимо положить

$$Z_1 \dot I_1 + Z_м \dot I_1 - C_1 Z_м \dot I_1 = 0,$$

откуда находим, что

$$\boxed{C_1 = 1 + Z_1/Z_м.} \quad (24\text{-}58)$$

Вместо (24-57) теперь имеем

$$\dot U_1 = C_1 Z_м (\dot I_1 + \dot I_2''). \quad (24\text{-}59)$$

Для получения в выражении (24-55) члена, соответствующего параллельной цепи новой схемы и идентичного с правой частью (24-59), необходимо умножить (24-55) на C_1, а также прибавить и вычесть в правой части (24-55) член $C_1 Z_м \dot I_2''$, заменив одновременно $\dot I_2'$

по формуле (24-56). При этом умножение на C_1 можно рассматривать как новое, добавочное приведение вторичных напряжений. В результате получим

$$0 = C_1^2 Z_2' \dot{I}_2'' + C_1^2 \frac{1-s}{s} r_2' \dot{I}_2'' + C_1 (C_1 - 1) Z_м \dot{I}_2'' + C_1 Z_м (\dot{I}_1 + \dot{I}_2'').$$

Учитывая, что, согласно равенству (24-58),

$$C_1 - 1 = Z_1/Z_м,$$

последнее уравнение напишем в следующем окончательном виде:

$$0 = C_1^2 Z_2' \dot{I}_2'' + C_1^2 \frac{1-s}{s} r_2' \dot{I}_2'' + C_1 Z_1 \dot{I}_2'' + C_1 Z_м (\dot{I}_1 + \dot{I}_2''). \quad (24\text{-}60)$$

Преобразованным уравнениям напряжения (24-59) и (24-60), как нетрудно видеть, соответствует Г-образная схема замещения рис. 24-7, *а*. Эта схема в несколько ином виде представлена также на рис. 24-7, *б*. При этом учтено, что в соответствии с равенством (24-58)

$$C_1 Z_м = Z_1 + Z_м,$$

и введено обозначение

$$\boxed{\dot{I}_{00} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2''.} \quad (24\text{-}61)$$

Ток $\dot{I}_{00}$ представляет собой первичный ток идеального холостого хода асинхронной машины, когда ее ротор вращается с синхронной скоростью ($s = 0$).

Для этого режима сопротивления схем замещения

$$\frac{1-s}{s} r_2' = \infty; \quad \frac{r_2'}{s} = \infty,$$

в результате чего в этих схемах $\dot{I}_2' = \dot{I}_2'' = 0$ и через намагничивающую цепь протекает ток

$$\dot{I}_{00} = [\dot{I}_1]_{s=0} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_м}. \quad (24\text{-}62)$$

Так как сопротивление $Z_1 + Z_м$ от скольжения s не зависит, то при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ также $\dot{I}_{00} = \text{const}$.

При $s = 0$ поток статора вращается синхронно с ротором, вследствие чего, естественно, $I_2 = 0$ и машина не развивает вращающего момента. Поэтому асинхронный двигатель мог бы достичь синхронной скорости ($s = 0$) на холостом ходу, без нагрузки на валу, только в идеальном случае, когда механические потери, магнитные потери в роторе и добавочные потери, обусловленные зубчатостью ротора, были бы равны нулю и движение ротора не испытывало бы сопротивления. Поэтому осуществить этот режим можно только путем приложения к валу постороннего, или внешнего, двигательного вращающего момента.

При реальном холостом ходе асинхронного двигателя скольжение, хотя и весьма мало (доли процента), но все же отлично от нуля.

В схемах замещения рис. 24-7 сопротивления $C_1 r_1$ и $C_1^2 r_2'$ уже не являются чисто активными, как и сопротивления $C_1 x_{\sigma 1}$ и $C_1^2 x_{\sigma 2}'$ не являются чисто индуктивными.

Анализ коэффициента C_1. В соответствии с выражениями (24-50) и (24-51) C_1 из (24-58) можно представить в следующем виде:

$$C_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_{\sigma 1}}{r_м + jx_м} = 1 + \frac{r_1 r_м + x_{\sigma 1} x_м}{r_м^2 + x_м^2} - j \frac{r_1 x_м - x_{\sigma 1} r_м}{r_м^2 + x_м^2}. \quad (24\text{-}63)$$

Мнимая часть C_1 отрицательна, так как обычно $r_1 x_м > x_{\sigma 1} r_м$.

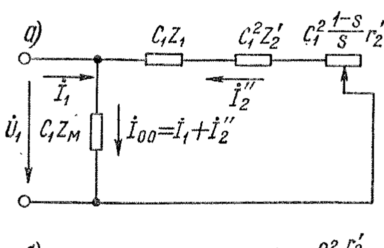
Величину C_1 можно представить также в показательном виде:

$$C_1 = c_1 e^{-j\gamma}, \quad (24\text{-}64)$$

причем ее аргумент γ, согласно выражению (24-63), равен

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{r_1 x_м - x_{\sigma 1} r_м}{r_м^2 + x_м^2 + r_1 r_м + x_{\sigma 1} x_м} \approx \operatorname{arctg} \frac{r_1 x_м - x_{\sigma 1} r_м}{x_м (x_м + x_{\sigma 1})}. \quad (24\text{-}65)$$

Поскольку мнимая часть C_1 обычно отрицательна, то и ее аргумент тоже отрицателен, в связи с чем в показателе (24-64) введен минус. Тогда величина γ положительна. В машинах мощностью 8—10 кВт и выше $\gamma < 1°$. В машинах средней и большой мощности



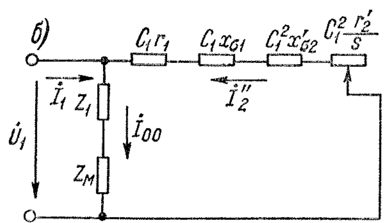


Рис. 24-7. Г-образные схемы замещения асинхронной машины

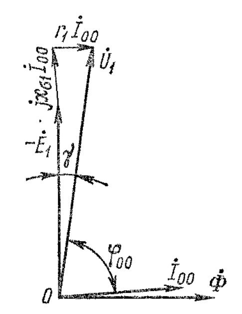


Рис. 24-8. Векторная диаграмма асинхронной машины при идеальном холостом ходе ($s = 0$)

можно считать, что $\gamma \approx 0$ и C_1 является вещественным числом. Отметим, что, как это видно из выражения (24-65), наличие магнитных потерь ($r_м > 0$) вызывает уменьшение угла γ.

В связи с малостью γ мнимая часть коэффициента C_1 мала, и поэтому его модуль

$$c_1 \approx 1 + \frac{r_1 r_м + x_{\sigma 1} x_м}{r_м^2 + x_м^2} \approx 1 + \frac{r_1 r_м + x_{\sigma 1} x_м}{x_м^2} \approx 1 + \frac{x_{\sigma 1}}{x_м}. \quad (24\text{-}66)$$

Последние два равенства в (24-66) представляют собой более грубые приближения. В нормальных асинхронных машинах мощностью выше нескольких киловатт c_1 относительно мало отличается от единицы и обычно $c_1 \approx 1{,}02 \div 1{,}06$.

В качестве иллюстрации укажем, что у асинхронного двигателя мощностью $P_н = 15$ кВт параметры схемы замещения в относительных единицах равны: $x_{м*} = 4{,}07$; $r_{м*} = 0{,}258$; $r_{1*} = 0{,}042$; $x_{\sigma 1*} = 0{,}107$; $r_{2*} = 0{,}027$; $x_{\sigma 2*} = 0{,}108$. При этом в соответствии с приведенными формулами $c_1 = 1{,}027$ и $\gamma = 0°29'$.

Величина C_1 имеет простую физическую интерпретацию.

Согласно схемам замещения рис. 24-6 и 24-7, при идеальном холостом ходе

$$\dot U_1 = Z_1 \dot I_{00} + Z_м \dot I_{00}; \quad -\dot E_1 = Z_м \dot I_{00}.$$

Поэтому

$$\frac{\dot U_1}{-\dot E_1} = 1 + \frac{Z_1}{Z_м} = C_1; \quad c_1 = \frac{U_1}{E_1}; \quad \gamma = \angle(\dot U_1, -\dot E_1).$$

Таким образом, модуль c_1 равен отношению первичного напряжения U_1 к первичной э. д. с. E_1 при идеальном холостом ходе, а аргумент C_1 — углу между векторами $\dot U_1$ и $-\dot E_1$ (рис. 24-8).

§ 24-5. Режимы работы, энергетические соотношения и векторные диаграммы асинхронной машины

Двигательный режим ($0 < s < 1$). Схема замещения асинхронной машины отражает все основные процессы, происходящие в ней, и представляет собой удобную основу для изучения режимов работы машины. Рассмотрим, имея в виду схему замещения рис. 24-6, процесс преобразования активной энергии и мощности при двигательном режиме работы асинхронной машины. В этом режиме передача энергии в схеме рис. 24-6 совершается слева направо.

Асинхронный двигатель потребляет из сети активную мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (24\text{-}67)$$

Часть этой мощности теряется в виде электрических потерь $p_{эл1}$ в активном сопротивлении первичной обмотки:

$$p_{эл1} = m_1 I_1^2 r_1, \quad (24\text{-}68)$$

а другая часть — в виде магнитных потерь $p_{мг1}$ в сердечнике статора (первичной цепи):

$$p_{мг1} = m_1 I_м^2 r_м = m_1 E_1^2 / r_{мг} = m_1 U_1^2 / r_{мг}. \quad (24\text{-}69)$$

Оставшаяся часть мощности

$$P_{эм} = P_1 - p_{эл1} - p_{мг1} \quad (24\text{-}70)$$

представляет собой электромагнитную мощность, передаваемую посредством магнитного поля со статора на ротор. На схеме замещения этой мощности соответствует мощность в активном сопротивлении вторичной цепи r_2'/s. Поэтому

$$P_{эм} = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{s}. \quad (24\text{-}71)$$

Часть этой мощности теряется в виде электрических потерь $p_{эл2}$ в активном сопротивлении вторичной обмотки r_2':

$$p_{эл2} = m_1 I_2'^2 r_2' = m_2 I_2^2 r_2. \quad (24\text{-}72)$$

Остальная часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность $P_{мх}$, развиваемую на роторе:

$$P_{мх} = P_{эм} - p_{эл2} \quad (24\text{-}73)$$

или на основании выражений (24-71) и (24-72)

$$P_{мх} = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}. \quad (24\text{-}74)$$

Соотношение (24-74) совпадает с (24-24).

Часть механической мощности $P_{мх}$ теряется внутри самой машины в виде механических потерь $p_{мх}$ (на вентиляцию, на трение в подшипниках и на щетках машин с фазным ротором, если эти щетки при работе не поднимаются), магнитных потерь в сердечнике ротора $p_{мг2}$ и добавочных потерь $p_д$. Последние вызваны в основном высшими гармониками магнитных полей, которые возникают из-за наличия высших гармоник н. с. обмоток и зубчатого строения статора и ротора. Во-первых, высшие гармоники поля индуктируют э. д. с. и токи в обмотках, в связи с чем появляются добавочные электрические потери. Эти потери заметны по величине только

в обмотках типа беличьей клетки. Во-вторых, эти гармоники поля обусловливают добавочные магнитные потери на поверхности (поверхностные потери) и в теле зубцов (пульсационные потери) статора и ротора. Вращение зубцов ротора относительно зубцов статора вызывает пульсации магнитного потока в зубцах, и поэтому соответствующая часть потерь называется *пульсационными потерями*. Магнитные потери в сердечнике ротора при нормальных рабочих режимах обычно очень малы и отдельно не учитываются.

Добавочные потери трудно поддаются расчету и экспериментальному определению. Поэтому, согласно ГОСТ 183—74, их принимают равными 0,5% от подводимой мощности при номинальной нагрузке, а при других нагрузках эти потери пересчитывают пропорционально квадрату первичного тока. Отметим, что в обмотках возникают также добавочные потери от вихревых токов в связи с поверхностными эффектами. Однако эти потери в случае необходимости учитывают соответствующим увеличением сопротивлений r_1 и r_2 и поэтому в величину $p_д$ не включают.

Полезная механическая мощность на валу, или вторичная мощность,

$$P_2 = P_{мх} - p_{мх} - p_д. \qquad (24\text{-}75)$$

В соответствии с изложенным на рис. 24-9, *а* изображена энергетическая диаграмма асинхронного двигателя.

Сумма потерь двигателя

$$p_\Sigma = p_{эл1} + p_{мг} + p_{эл2} + p_{мх} + p_д$$

и

$$P_2 = P_1 - p_\Sigma. \qquad (24\text{-}76)$$

К. п. д. двигателя

$$\eta = P_2/P_1 = 1 - p_\Sigma/P_1. \qquad (24\text{-}77)$$

К. п. д. двигателей мощностью $P_н = 1 \div 1000$ кВт при номинальной нагрузке находится соответственно в пределах $\eta_н = 0{,}72 \div 0{,}95$. Более высокие к. п. д. имеют двигатели большей мощности и с большей скоростью вращения.

В качестве иллюстрации приведем данные о потерях и к. п. д. трехфазного асинхронного двигателя с $P_н = 14$ кВт, $U_{л.н} = 220/380$ В, $I_{1н} = 27{,}2$ А (фазный), $f_1 = 50$ Гц, $2p = 4$, $s_н = 0{,}028$,

$n_н = 1460$ об/мин, $\cos\varphi_н = 0{,}877$. Для этого двигателя в номинальном режиме работы $P_2 = P_н = 14\,000$ Вт, $p_{эл1} = 770$ Вт, $p_{мг} = 318$ Вт, $p_{эл2} = 411$ Вт, $p_{мх} = 205$ Вт, $p_д = 79$ Вт, сумма потерь

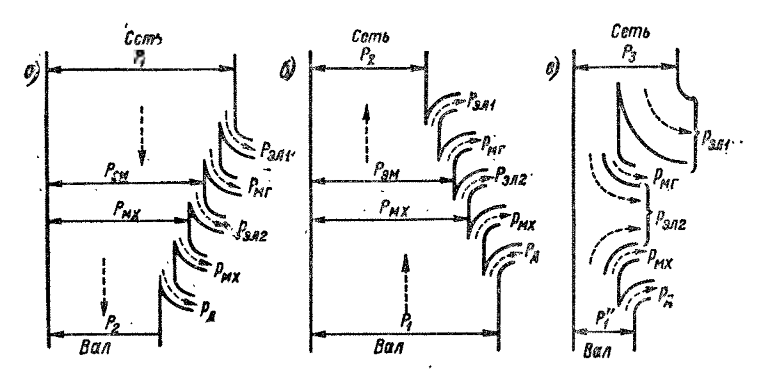


Рис. 24-9. Энергетические диаграммы асинхронной машины при работе в режиме двигателя (*а*), генератора (*б*) и противовключения (*в*)

$p_\Sigma = 770 + 318 + 411 + 205 + 79 = 1783$ Вт. Первичная мощность $P_1 = 14\,000 + 1783 = 15\,783$ Вт. К. п. д., согласно равенству (24-77),

$$\eta_н = 1 - \frac{1783}{15\,783} = 0{,}887 \text{ или } 88{,}7\%,$$

Рассмотрим еще некоторые вопросы, относящиеся к асинхронным двигателям.

Из выражений (24-71), (24-72) и (24-73) вытекают следующие важные соотношения:

$$p_{эл2} = sP_{эм}; \qquad (24\text{-}78)$$

$$P_{мх} = (1 - s)\,P_{эм}. \qquad (24\text{-}79)$$

Из этих соотношений видно, что электромагнитная мощность $P_{эм}$ подразделяется на составляющие $p_{эл2}$ и $P_{мх}$ пропорционально s и $(1 - s)$ и при заданной величине $P_{эм}$ потери $p_{эл2}$ пропорциональны скольжению s. Поэтому для уменьшения $p_{эл2}$ и получения хорошего к. п. д. необходимо, чтобы s было мало. В нормальных асинхронных двигателях при номинальной нагрузке $s_н = 0{,}02 \div 0{,}05$. Очевидно, что требование малости $s_н$ сопряжено с требованием малости r_{2*}.

Отметим, что электрическая мощность

$$P_s = sP_{эм},$$

развиваемая во вторичной цепи асинхронного двигателя, называется также мощностью скольжения.

На основе схемы замещения рис. 24-6 можно рассмотреть также баланс реактивных мощностей асинхронного двигателя. Из первичной цепи потребляется реактивная мощность

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1. \qquad (24\text{-}80)$$

На создание полей рассеяния первичной цепи расходуется реактивная мощность

$$q_1 = m_1 I_1^2 x_{\sigma 1}. \qquad (24\text{-}81)$$

Реактивная мощность

$$Q_м = m_1 E_1 I_{мr} = m_1 I_м^2 x_м \qquad (24\text{-}82)$$

расходуется на создание основного магнитного поля машины, а мощность

$$q_2 = m_1 I_2'^2 x_{\sigma 2}' = m_2 I_2^2 x_{\sigma 2} \qquad (24\text{-}83)$$

— на создание вторичных полей рассеяния. При этом

$$Q_1 = Q_м + q_1 + q_2. \qquad (24\text{-}84)$$

Диаграмма реактивных мощностей двигателя изображена на рис. 24-10. Основную часть реактивной мощности составляет мощность $Q_м$, которая из-за наличия воздушного зазора и большого намагничивающего тока $I_м$ значительно больше, чем в трансформаторах. Большие значения $Q_м$ и $I_м$ существенно влияют на коэффициент мощности двигателя и снижают его. Обычно у асинхронных двигателей $\cos \varphi_н = 0{,}70 \div 0{,}95$. Бо́льшие значения относятся к мощным двигателям с $2p = 2$ и 4. При уменьшении нагрузки $\cos \varphi$ двигателя значительно уменьшается, до значения $\cos \varphi_0 \approx 0{,}10 \div 0{,}15$ при холостом ходе.

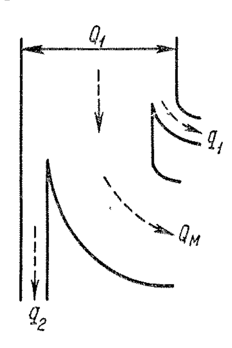


Рис. 24-10. Диаграмма преобразования реактивной мощности в асинхронной машине

Векторная диаграмма асинхронного двигателя строится на основе схемы замещения рис. 24-6 и имеет вид, изображенный на рис. 24-11, *а*. Она аналогична векторной диаграмме трансформатора и отличается от нее относительно бо́льшим значением намагничивающего тока $I_м$ и тем, что электрическая нагрузка вторичной цепи, соответствующая механической мощности $P_{мх}$, является чисто активной. Ввиду малости скольжения сопротивление r_2'/s значительно больше $x_{\sigma 2}'$, и угол ψ_2 поэтому мал.

Генераторный режим ($-\infty < s < 0$). Для осуществления генераторного режима работы асинхронной машины ее нужно включить

в сеть переменного тока и вращать с помощью соответствующего приводного двигателя (машина постоянного тока, тепловой или гидравлический двигатель) в сторону вращения магнитного поля со скоростью n, превышающей синхронную скорость n_1. Скольжение машины при этом, согласно выражению (19-6), отрицательно.

Теоретически скорость n в генераторном режиме может изменяться в пределах $n_1 < n < \infty$, чему [см. выражение (19-6)] соответствует изменение скольжения в пределах $0 > s > -\infty$. В действительности высокие скорости вращения недопустимы по условиям механической прочности, а по условиям ограничения потерь и нагревания и сохранения высокого к. п. д. в генераторном режиме возможны абсолютные значения скольжения такого же порядка, как и в двигательном режиме.

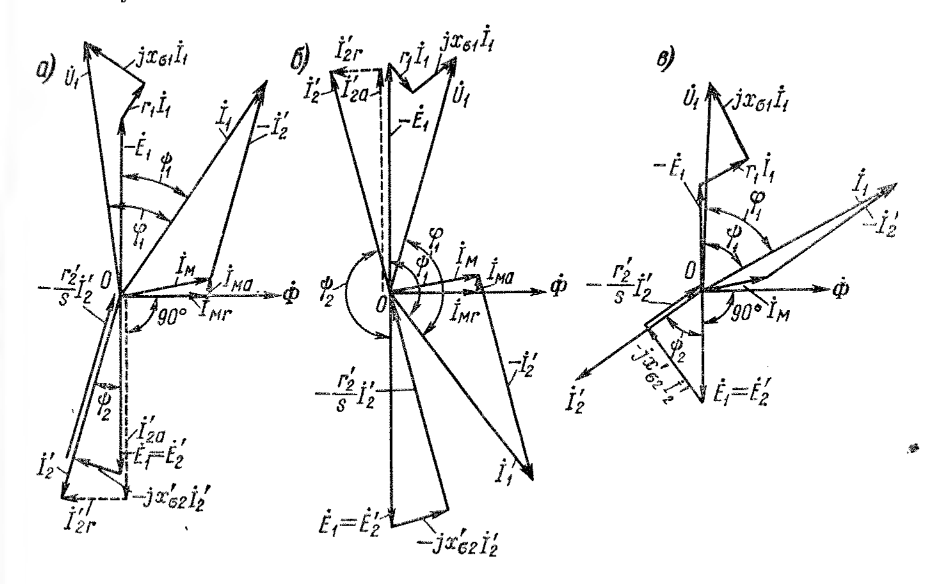


Рис. 24-11. Векторные диаграммы асинхронной машины при работе в режимах двигателя (*а*), генератора (*б*) и противовключения (*в*)

Рассмотрим на основании соотношения (24-17) активные и реактивные относительно э. д. с. $\dot{E}_2$ составляющие тока $\dot{I}_2$. Для этого положим в выражении (24-17) $\dot{E}_2 = E_2$ и умножим числитель и знаменатель на сопряженный комплекс знаменателя. Тогда получим

$$\dot{I}_2 = \frac{sE_2 r_2}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} - j\frac{s^2 E_2 x_{\sigma 2}}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} = I_{2a} - jI_{2r}. \qquad (24\text{-}85)$$

В двигательном режиме $s > 0$ и обе составляющие I_{2a}, I_{2r} тока $\dot{I}_2$ положительны. Множитель $-j$ перед I_{2r} означает поворот вектора $\dot{I}_{2r}$

относительно $\dot{I}_{2a}$ на комплексной плоскости в сторону вращения часовой стрелки на 90°. Это означает, что $\dot{I}_{2r}$ отстает от $\dot{I}_{2a}$ на 90°, т. е. $\dot{I}_{2r}$ является индуктивным током.

В генераторном режиме $s<0$ и, согласно выражению (24-85), по-прежнему $I_{2r}>0$, а величина I_{2a} меняет знак, т. е. становится отрицательной и меняет свою фазу на 180°. Физически это объясняется тем, что поле вращается относительно ротора по сравнению с двигательным режимом в обратную сторону, вследствие чего изменяются знаки э. д. с. E_{2s} и активной составляющей тока I_2. В результате изменяется также знак вращающего момента, т. е. последний действует против направления вращения и становится тормозящим.

На основании изложенного на рис. 24-11, *б* построена векторная диаграмма асинхронного генератора. Вектор первичного тока

$$\dot{I}_1=\dot{I}_м+(-\dot{I}'_2)$$

вследствие поворота $\dot{I}'_2$ почти на 180° также поворачивается в сторону вращения часовой стрелки. При этом $\varphi_1>90°$ и

$$I_{1a}=I_1\cos\varphi_1<0;\quad P_1=m_1U_1I_1\cos\varphi_1<0,$$

т. е. активные составляющие первичного тока и первичной мощности изменяют знак. Это означает, что машина уже не потребляет, как в режиме двигателя, а отдает в сеть активную мощность и активный ток, т. е. работает в режиме генератора и преобразует потребляемую с вала механическую энергию в электрическую. Направление вектора падения напряжения $-\frac{r'_2}{s}\dot{I}'_2$ на диаграмме рис. 24-11, *б* совпадает с направлением $\dot{I}'_2$, так как значение s отрицательно и поэтому величина $-r'_2/s$ положительна.

Из векторных диаграмм рис. 24-11, *а* и *б* следует также, что реактивные составляющие первичного тока

$$I_{1r}=I_1\sin\varphi_1$$

и первичной мощности

$$Q_1=m_1U_1I_1\sin\varphi_1$$

при переходе машины из двигательного режима в генераторный сохраняют свои знаки. Это означает, что асинхронный генератор также потребляет из сети реактивную мощность и индуктивный ток. Поэтому асинхронный генератор может работать только на сеть, к которой приключены такие электрические машины и устройства (например, синхронные генераторы или компенсаторы, конденсаторы), которые могут являться источниками реактивной мощности, потребляемой асинхронным генератором для создания в нем магнитного поля или магнитного потока (см. также § 29-2). Потребление асинхронными генераторами реактивной мощности является весьма существенным недостатком, вследствие чего эти генераторы применяются только в очень редких случаях.

Равенства (24-67)—(24-74), (24—78) и (24-79) справедливы также для генераторного режима, если иметь в виду, что в этом режиме $s<0$. Изменение знаков мощностей означает изменение направления передачи или превращения энергии.

В генераторном режиме работы сопротивления $\frac{r'_2}{s}$ и $\frac{1-s}{s}r'_2$ в схемах замещения рис. 24-6 изменяют знак, т. е. становятся отрицательными, что связано также с изменением знаков соответствующих мощностей. Хотя электрические проводники могут иметь только сопротивления $r>0$, тем не менее, введение понятия об отрицательных активных сопротивлениях полезно. Если положительные сопротивления r являются потребителями электрической энергии I^2r, то отрицательные r необходимо рассматривать как источники, или генераторы, электрической энергии I^2r. В частности, генератор постоянного тока в целом можно рассматривать как отрицательное сопротивление

$$r=-U/I.$$

Для ненасыщенного генератора последовательного возбуждения $U\sim I$, и для него поэтому $r=\text{const}$. Для других генераторов $r\neq\text{const}$. Отрицательные при $s<0$ активные сопротивления в схемах рис. 24-6 тоже следует рассматривать как источники электрической энергии, соответствующей потребляемой с вала механической энергии. Поток активной энергии на схемах рис. 24-6 в этом случае идет справа налево.

В соответствии с изложенным на рис. 24-9, *б* изображена энергетическая диаграмма асинхронного генератора.

Преобразование реактивной мощности в асинхронном генераторе происходит так же, как и в двигателе (рис. 24-10).

Режим противовключения ($1<s<\infty$). В этом режиме ротор приключенной к сети асинхронной машины вращается за счет подводимой извне к ротору механической энергии против вращения поля, вследствие чего скорость вращения ротора $n<0$ и, согласно выражению (19-6), $s>1$. На практике в этом режиме обычно $1<s<2$.

Поскольку как в двигательном, так и в режиме противовключения $s>0$, то в соответствии с выражением (24-85) активные и реактивные составляющие вторичного тока имеют в режиме противовключения такие же знаки, как и в двигательном. Это означает, что и в режиме противовключения машина потребляет из сети активную мощность и развивает положительный вращающий момент, действующий в сторону вращения поля. Но, поскольку ротор вра-

щается в обратном направлении, на него этот момент действует тормозящим образом.

В режиме противовключения машина потребляет также механическую мощность с вала или с ротора, поскольку внешний вращающий момент действует в сторону вращения ротора. Как мощность, потребляемая из сети, так и мощность, потребляемая с вала, расходуются на потери в машине. Полезной мощности машина поэтому не развивает, а в отношении нагрева рассматриваемый режим является тяжелым.

Соотношения (24-67)—(24-76) и (24-78), (24-79) действительны также и для режима противовключения. При $s > 1$, согласно выражению (24-71), $P_{эм} > 0$, а согласно выражению (24-78), $p_{эл2} > P_{эм}$. Поэтому получаемая за счет энергии сети и передаваемая на ротор электромагнитная мощность покрывает только часть потерь во вторичной обмотке. В соответствии с соотношением (24-74) механическая мощность $P_{мх} < 0$, т. е. эта мощность потребляется с вала. Она покрывает остальную часть потерь во вторичной обмотке, так как [см. равенство (24-73)]

$$p_{эл2} = P_{эм} - P_{мх},$$

и в данном случае $P_{эм} > 0$ и $-P_{мх} > 0$.

По сравнению с двигательным и генераторным режимами работы в режиме противовключения сопротивление r_2/s мало. Поэтому на основании равенства (24-18) можно заключить, что ток I_2 и угол $\psi_2 = \angle\, (\dot{E}_2, \dot{I}_2)$ велики. Соответственно этому первичный ток I_1 и угол сдвига фаз $\varphi_1 = \angle\, (U_1, I_1)$ тоже велики. Это также указывает на опасность режима в тепловом отношении. Поэтому при $U_1 = U_{1н}$ рассматриваемый режим допускается лишь кратковременно.

На основании изложенного и в соответствии со схемами рис. 24-6 на рис. 24-9, *в*, изображена энергетическая диаграмма, а на рис. 24-11, *в* — векторная диаграмма асинхронной машины в режиме противовключения. Преобразование реактивной мощности в режиме противовключения происходит так же, как и в двигательном (рис. 24-10).

Режим противовключения на практике используется для торможения и остановки асинхронных двигателей и приводимых ими в движение производственных механизмов. Например, в ряде случаев, при необходимости быстрой остановки двигателя, путем переключения двух питающих проводов трехфазного двигателя изменяют чередование фаз и направление вращения поля, а ротор в течение некоторого времени вращается при этом по инерции в прежнем направлении, т. е. теперь уже против поля. Механическая мощность $P_{мх}$ [см. равенство (24-74)] в данном случае развивается за счет кинетической энергии вращающихся масс вследствие

уменьшения скорости вращения. При $n \approx 0$ машину необходимо отключить от сети, так как иначе она придет во вращение в обратном направлении. Таким же образом может осуществляться быстрый реверс (изменение направления вращения) двигателя, причем в этом случае, естественно, при $n \approx 0$ отключать двигатель от сети не нужно. В начале процесса реверсирования также существует режим противовключения.

Режим противовключения называют также режимом электромагнитного тормоза. Следует, однако, иметь в виду, что существуют и другие способы электромагнитного торможения асинхронной машины.

Режим короткого замыкания. Режимом короткого замыкания асинхронной машины называется ее режим при $s = 1$, т. е. при неподвижном роторе. Этот режим соответствует начальному моменту пуска асинхронного двигателя из неподвижного состояния. Сопротивление асинхронной машины относительно ее первичных зажимов при $s = 1$ называется сопротивлением короткого замыкания $Z_к$. Согласно схемам замещения рис. 24-6,

$$Z_к = Z_1 + \frac{Z'_2 Z_м}{Z'_2 + Z_м} \tag{24-86}$$

или, так как $Z_м \gg Z'_2$, приближенно

$$Z_к \approx Z_1 + Z'_2 = (r_1 + r'_2) + j\,(x_{\sigma1} + x'_{\sigma2}) = r_к + jx_к. \tag{24-87}$$

Обычно в асинхронных машинах $z_{к*} = 0{,}14 \div 0{,}20$. Поэтому ток короткого замыкания при номинальном напряжении $I_{1к} = (5 \div 7)\, I_н$.

Глава двадцать пятая

ВРАЩАЮЩИЕ МОМЕНТЫ И МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

§ 25-1. Электромагнитный момент

Выражение для электромагнитного момента. Электромагнитный момент, развиваемый электромагнитными силами на роторе асинхронной машины, определяется равенством

$$\boxed{M = P_{мх}/\Omega,} \tag{25-1}$$

где $P_{мх}$ — механическая мощность на роторе, определяемая выражением (24-74); Ω — механическая угловая скорость вращения ротора.

Механическая угловая скорость вращения магнитного поля основной гармоники

$$\Omega_1 = 2\pi n_1$$

или на основании выражения (19-2)

$$\boxed{\Omega_1 = 2\pi f_1/p = \omega_1/p.} \tag{25-2}$$

Так как скорость вращения ротора

$$n = (1 - s)\, n_1,$$

то механическая угловая скорость вращения ротора

$$\boxed{\Omega = 2\pi n = 2\pi (1 - s)\, n_1 = (1 - s)\, \Omega_1 = \frac{(1-s)\,\omega_1}{p}.} \tag{25-3}$$

На основании равенств (24-74), (25-1) и (25-3)

$$\boxed{M = \frac{pm_1}{\omega_1} I_2'^2 \frac{r_2'}{s}.} \tag{25-4}$$

Величину M можно определить также по электромагнитной мощности $P_{эм}$ и Ω_1 как $P_{эм}/\Omega_1$. Подставив сюда $P_{эм}$ из (24-71) и Ω_1 из (25-2), получим результат, совпадающий с (25-4).

Выразим M через приложенное фазное напряжение U_1, параметры машины и скольжение. Для этого выразим через эти величины I_2' и подставим в (25-4).

Полагая ввиду малости аргумента γ_1 коэффициент C_1 равным его модулю, на основании выражения (24-56) и схемы замещения рис. 24-7, *б* имеем

$$I_2' = c_1 I_2'' = \frac{c_1 U_1}{\sqrt{\left(c_1 r_1 + c_1^2 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (c_1 x_{\sigma 1} + c_1^2 x_{\sigma 2}')^2}}$$

или

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')^2}}. \tag{25-5}$$

Таким образом, на основании равенств (25-4) и (25-5)

$$\boxed{M = \frac{pm_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega_1 \left[\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2}')^2\right]}.} \tag{25-6}$$

При пользовании единицами системы СИ момент M по формуле (25-4) и (25-6) выражается в ньютон-метрах. При желании иметь M в килограмм-метрах необходимо разделить результат на 9,81.

Согласно выражению (25-6), электромагнитный момент при любом заданном значении скольжения пропорционален квадрату приложенного напряжения и тем меньше, чем больше r_1 и индуктивные сопротивления рассеяния машины. В соответствии с формулой (25-4) при любом заданном s величина M пропорциональна также квадрату вторичного тока.

Исследуем зависимость $M = f(s)$ при $U_1 = \text{const}$.

Согласно равенству (25-6), при $s > 0$ также $M > 0$ (режимы двигателя и противовключения), а при $s < 0$ также $M < 0$ (режим генератора). Кроме того, при $s = 0$ также $M = 0$, что можно установить по формуле (25-6) путем раскрытия неопределенности или пренебрегая в квадратных скобках этой формулы при $s \to 0$ всеми членами, кроме $c_1 \frac{r_2'}{s}$. Эти результаты были установлены уже ранее (см. § 24-4 и 24-5) на основе физических соображений. Помимо этого, в соответствии с (25-6) при $s = \pm\infty$ будет $M = 0$. Последнее объясняется тем, что, согласно выражению (24-18), при $s = \infty$ ток I_2 является чисто реактивным и поэтому не развивает вращающего момента.

Поскольку в точках $s = -\infty$, 0 и $+\infty$ момент $M = 0$, то между этими точками находятся экстремумы (максимум или минимум) момента.

На основании изложенного кривая $M = f(s)$ при $U_1 = \text{const}$ имеет вид, изображенный на рис. 25-1. На этом же рисунке показана кривая $I_2' = f(s)$, построенная по соотношению (25-5), и кривая первичного тока $I_1 = f(s)$. Все эти кривые даны в относительных единицах и соответствуют асинхронной машине мощностью $P_н = 15$ кВт при $U_1 = U_{1н}$ и при условии независимости параметров машины от значений токов и скольжения. Вместо s на оси абсцисс можно откладывать также скорость вращения ротора $n = (1 - s)\, n_1$.

Из рис. 25-1 видно, что электромагнитный момент достигает отрицательного и положительного максимумов $\pm M_m$ при некоторых скольжениях $s = \pm s_m$, которые называются критическими.

При увеличении скольжения от $s = 0$ до $s = s_m$ момент M растет вместе с увеличением s, а при дальнейшем увеличении скольжения момент M уменьшается, несмотря на увеличение I'_2. Такой ход кривой $M = f(s)$ объясняется тем, что с увеличением s ток I'_2 становится по своему характеру все более индуктивным. Поэтому активная составляющая I'_2, которая определяет величину M, при увеличении s сначала растет вместе с I'_2, а затем начинает уменьшаться,

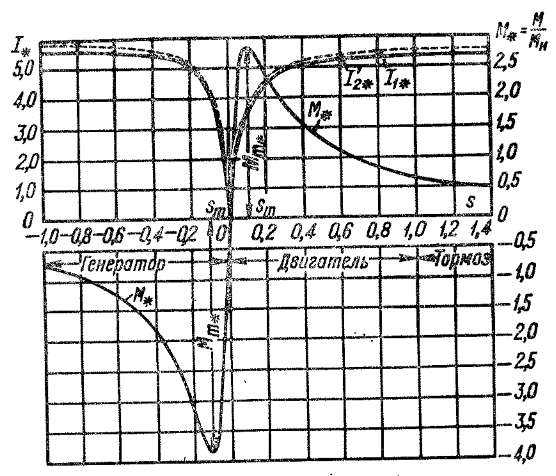


Рис. 25-1. Кривые электромагнитного момента и токов асинхронной машины

несмотря на увеличение I'_2. Следует также учитывать, что с увеличением I_1 падение напряжения в первичной цепи увеличивается, а соответственно этому э. д. с. E_1 и поток Φ, во взаимодействии с которым создается момент, несколько уменьшаются.

Необходимо отметить, что на статор электрической машины действует такой же вращающий момент, как и на ротор, но направленный в противоположную сторону.

Момент, действующий на статор, воспринимается деталями и узлами, крепящими машину к фундаменту.

Электромагнитный момент как результат взаимодействия пространственных волн магнитной индукции и токов. В § 22-4 пространственное распределение тока обмотки вдоль окружности якоря было представлено в виде суммы синусоидальных пространственных волн тока разных гармоник.

Возникновение в электрической машине электромагнитных сил и вращающих моментов можно рассматривать как результат взаимодействия указанных волн тока с синусоидальными же волнами распределения индукции магнитного поля вдоль окружности якоря. Отличный от нуля вращающий момент

создается взаимодействием пространственных гармоник тока и магнитного поля одинакового порядка, а гармоники разных порядков создают вдоль окружности якоря знакопеременные электромагнитные силы и составляющие момента, суммарное значение которых равно нулю.

На рис. 25-2, *а* показана кривая индукции основной гармоники результирующего магнитного поля в зазоре асинхронной машины

$$B = B_m \cos \frac{\pi}{\tau} x \qquad (25\text{-}7)$$

и кривая основной пространственной гармоники тока обмотки ротора

$$i_{п2} = I_{пm2} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \psi_2\right). \qquad (25\text{-}8)$$

Между этими кривыми существует пространственный электрический угол сдвига ψ_2, равный углу сдвига фаз э. д. с. E'_2 и тока I'_2 обмотки ротора [см. равенство (24-20) и рис. 24-11].

Элементарный момент, развиваемый электромагнитными силами на протяжении элемента длины окружности dx,

$$dM = \frac{D_a}{2} l_\delta B i_{п2}\, dx.$$

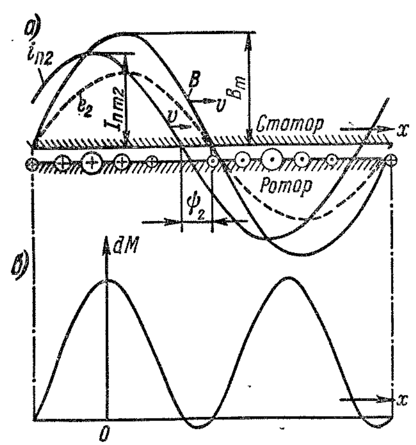


Рис. 25-2. Образование вращающего момента как результат взаимодействия пространственных волн магнитной индукции и тока

Подставив сюда значения диаметра $D_a = 2p\tau/\pi$, B и $i_{п2}$ из (25-7) и (25-8), а затем заменив произведение косинусов на сумму косинусов, получим

$$dM = \frac{p\tau l_\delta}{2\pi} B_m I_{пm2}\left[\cos\psi_2 + \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x - \psi_2\right)\right] dx. \qquad (25\text{-}9)$$

Зависимость $dM = f(x)$ изображена на рис. 25-2, *б*.

Полный электромагнитный момент

$$M = \int_{x=0}^{x=2p\tau} dM = \frac{p^2\tau^2 l_\delta}{\pi} B_m I_{пm2} \cos\psi_2, \qquad (25\text{-}10)$$

так как интеграл от второго члена в квадратных скобках выражения (25-9) равен нулю.

Согласно выражению (22-53),

$$I_{пm2} = \frac{m_1\sqrt{2}}{\tau}\,\frac{w_1 k_{об1}}{p}\, I'_2.$$

Кроме того,

$$\frac{2}{\pi} B_m \tau l_\delta = \Phi.$$

Подставив значения этих величин в (25-10), получим выражение для M в другой форме:

$$M=\frac{1}{\sqrt{2}}\,pm_1w_1k_{об1}\Phi I_2'\cos\psi_2. \qquad (25\text{-}11)$$

На основании выражения (25-11) момент пропорционален потоку машины и активной составляющей тока I_2' или I_2, что вполне согласуется с основными физическими представлениями об электромагнитных силах и находится в соответствии с изложенным выше.

Согласно выражениям (24-6) и (24-18),

$$\Phi=\frac{E_2'}{\pi\sqrt{2}f_1w_1k_{об1}}=\frac{I_2'\sqrt{(r_2'/s)^2+x_{\sigma2}'^2}}{\pi\sqrt{2}f_1w_1k_{об1}}.$$

Кроме того, на основании выражения (24-18) или (24-20)

$$\cos\psi_2=\frac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_{\sigma2}'^2}}.$$

При подстановке этих величин в (25-11) получим соотношение (25-4). Отсюда следует вывод, что выражения (25-4) и (25-11) вполне равноценны.

Максимальный электромагнитный момент. Выражение для электромагнитного момента (25-6) верно в общем случае, т. е. также тогда, когда параметры r_1, $x_{\sigma1}$, r_2', $x_{\sigma2}'$ не постоянны и зависят от значений токов и скольжения. В этом случае при каждом значении s в выражение (25-6) нужно подставлять соответствующие значения указанных параметров. Ограничимся здесь рассмотрением машины с постоянными параметрами и исследуем зависимость $M=f(s)$ по формуле (25-6) при $U_1=\text{const}$ и $f_1=\text{const}$ на максимум и минимум.

Вместо s удобнее рассматривать переменную величину

$$y=1/s, \qquad (25\text{-}12)$$

и тогда соотношение (25-6) можно представить в виде

$$M=\frac{Ay}{B+Cy+Dy^2}, \qquad (25\text{-}13)$$

где

$$\left.\begin{aligned} A&=\frac{pm_1U_1^2r_2'}{\omega_1}; & C&=2c_1r_1r_2';\\ B&=r_1^2+(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')^2; & D&=c_1^2r_2'^2. \end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}14)$$

Взяв от (25-13) производную по y и приравняв ее нулю, получим уравнение для определения значений $y=y_m$, при которых M имеет

экстремумы:

$$\left[\frac{dM}{dy}\right]_{y=y_m}=\frac{A(B-Dy_m^2)}{(B+Cy_m+Dy_m^2)^2}=0. \qquad (25\text{-}15)$$

Уравнение (25-15) удовлетворяется в случае, когда его числитель равен нулю. Тогда

$$y_m=\pm\sqrt{B/D} \qquad (25\text{-}16)$$

или

$$s_m=\pm\sqrt{D/B},$$

что с учетом равенств (25-14) дает

$$s_m=\pm\frac{c_1r_2'}{\sqrt{r_1^2+(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')^2}}. \qquad (25\text{-}17)$$

Скольжение s_m называется критическим.

Максимальные значения момента получим при подстановке $y=y_m$ из (25-16) в (25-13):

$$M_m=\pm\frac{A}{\pm C+2\sqrt{BD}} \qquad (25\text{-}18)$$

или при подстановке значений A, B, C, D из (25-14) в (25-18):

$$M_m=\pm\frac{pm_1U_1^2}{2\omega_1c_1\left[\pm r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')^2}\right]}. \qquad (25\text{-}19)$$

В этих соотношениях знаки плюс относятся к двигательному, а знаки минус — к генераторному режиму работы.

Для нормальных асинхронных машин члены с r_1 в выражениях (25-17) и (25-19) малы по сравнению с остальными. Полагая поэтому $r_1=0$, имеем

$$s_m\approx\pm\frac{c_1r_2'}{x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}'}; \qquad (25\text{-}20)$$

$$M_m\approx\pm\frac{pm_1U_1^2}{2\omega_1c_1(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')}. \qquad (25\text{-}21)$$

Полученные соотношения позволяют сделать вывод, что значение максимального момента, во-первых, не зависит, согласно выражениям (25-19) и (25-21), от активного сопротивле-

ния вторичной цепи; во-вторых, пропорционально квадрату напряжения; в-третьих, с большой точностью обратно пропорционально индуктивным сопротивлениям рассеяния и, в-четвертых, в генераторном режиме несколько больше, чем в двигательном. Так как $U_1 \sim f_1\Phi$, то из выражения (25-21) можно сделать также вывод, что максимальный момент пропорционален квадрату магнитного потока машины. Весьма важно подчеркнуть, что, хотя момент M_m не зависит от вторичного активного сопротивления, значение скольжения s_m, при котором наблюдается этот момент, согласно выражениям (25-17) и (25-20), пропорционально этому сопротивлению.

У асинхронных двигателей нормального исполнения кратность максимального момента при номинальном напряжении

$$k_m = M_m/M_{\text{н}} = 1,7 \div 3,0$$

и $s_m = 0,06 \div 0,15$. Более высокие k_m имеют двигатели с малым числом полюсов.

Применим соотношение (25-4) для номинального режима работы (индекс «н») и для режима с максимальным моментом (индекс m). Тогда найдем отношение тока I'_{2m} при $s = s_m$ к току $I'_2 = I'_{2\text{н}}$ при $s = s_{\text{н}}$:

$$\frac{I'_{2m}}{I'_{2\text{н}}} = \sqrt{\frac{s_m M_m}{s_{\text{н}} M_{\text{н}}}}. \qquad (25\text{-}22)$$

Обычно у асинхронных двигателей это отношение находится в пределах 2,5—3,5.

В качестве иллюстрации к изложенному на рис. 25-3 представлены кривые $M = f(s)$ для разных значений r'_2 в двигательном режиме работы той же асинхронной машины мощностью 15 кВт, как и на рис. 25-1. Отметим, что величина r'_2 включает в себя как активное сопротивление самой вторичной обмотки, так и сопротивление реостата, который может быть включен во вторичную цепь машины с фазным ротором. Кривая *1* на рис. 25-3 соответствует нормальному значению r'_2 вторичной обмотки, а остальные кривые — повышенным значениям r'_2 или случаю включения реостата во вторичную цепь.

Значение электромагнитного момента по отношению к его максимальному значению. Для отношения этих моментов для машины с постоянными параметрами может быть получено простое выражение, удобное для некоторых практических расчетов.

Из уравнения (25-16) находим

$$\sqrt{B} = \pm y_m \sqrt{D}; \quad B = D y_m^2.$$

Подставив значения $\sqrt{B}$ и B в (25-13) и (25-18) и разделив эти соотношения одно на другое, будем иметь

$$\frac{M}{M_m} = \frac{y(C + 2y_m D)}{y_m^2 D + Cy + Dy^2} = \frac{\frac{C}{y_m D} + 2}{\frac{y_m}{y} + \frac{C}{y_m D} + \frac{y}{y_m}}.$$

Искомую зависимость получим, подставив сюда значения C и D из (25-14), а также $y_m = 1/s_m$ и $y = 1/s$. Тогда

$$\boxed{\frac{M}{M_m} = \frac{2 + a s_m}{s/s_m + s_m/s + a s_m},} \qquad (25\text{-}23)$$

где

$$a = \frac{2r_1}{c_1 r'_2}. \qquad (25\text{-}24)$$

Если пренебречь членами $a s_m$ ввиду их малости по сравнению с другими, то

$$\boxed{\frac{M}{M_m} \approx \frac{2}{s/s_m + s_m/s}.} \qquad (25\text{-}25)$$

При $s_m = 0,15 \div 0,30$ ошибка в определении M/M_m по приближенной формуле (25-25) составляет около 10—17%.

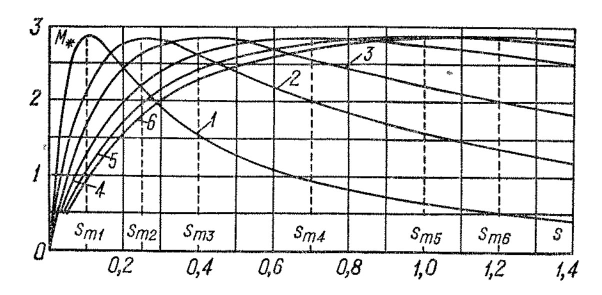


Рис. 25-3. Кривые электромагнитного момента асинхронной машины при различных значениях активного сопротивления вторичной цепи

Формула (25-25) впервые была выведена М. Клоссом. В связи с этим формулы (25-23) и (25-25) называются формулами Клосса.

Формула (25-25) позволяет определить M_m и s_m и построить кривую $M = f(s)$ для двигателя с постоянными параметрами, если известны M и s для каких-либо двух режимов работы, например

для номинального ($M_н$, $s_н$) и пускового ($M_п$, $s_п = 1$). Более точная кривая $M = f(s)$ может быть построена по уравнению (25-23), если известно также значение a по формуле (25-24). Приближенно можно принять $a = 2$.

Начальный пусковой электромагнитный момент $M_п$ соответствует значению электромагнитного момента в начальный момент пуска двигателя, т. е. при $s = 1$. Согласно выражению (25-6),

$$M_п = \frac{pm_1U_1^2r_2'}{\omega_1\left[(r_1+c_1r_2')^2+(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')^2\right]}. \qquad (25\text{-}26)$$

Пусковой момент при данных значениях параметров машины также пропорционален квадрату приложенного напряжения.

Из выражения (25-26) и рис. 25-3 следует, что с увеличением r_2' момент $M_п$ растет до тех пор, пока при $s_m = 1$ не будет $M_п = M_m$. При этом, согласно равенству (25-17),

$$r_2' = \frac{1}{c_1}\sqrt{r_1^2+(x_{\sigma1}+c_1x_{\sigma2}')^2}. \qquad (25\text{-}27)$$

При дальнейшем увеличении r_2' момент $M_п$ будет снова уменьшаться. В то же время пусковое значение тока

$$[I_2']_{s=1} = I_{2п}'$$

при увеличении r_2', согласно выражению (25-5), непрерывно уменьшается. Увеличение $M_п$, несмотря на уменьшение I_2' при увеличении r_2' до значения, определяемого равенством (25-27), объясняется тем, что при этом уменьшается угол сдвига ψ_2 между током I_2' и э. д. с. E_2'.

§ 25-2. Механическая характеристика асинхронного двигателя и эксплуатационные требования к ней

Полезный вращающий момент на валу двигателя M_2 меньше электромагнитного момента M на величину

$$M_0 = \frac{p_{мх}+p_д}{\Omega}, \qquad (25\text{-}28)$$

которая соответствует механическим и добавочным потерям, покрываемым за счет механической мощности $P_{мх}$ на роторе. Поэтому

$$M_2 = M - M_0. \qquad (25\text{-}29)$$

Механическая характеристика двигателя представляет собой зависимость скорости вращения n от развиваемого момента на валу M_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$:

$$n = f(M_2)$$

или, наоборот,

$$M_2 = f(n).$$

Так как при нагрузке момент M_0 мал по сравнению с M и M_2, то можно положить $M_0 \approx 0$ или включить M_0 в значение статического тормозного момента $M_{ст}$, который развивается рабочей машиной или механизмом, приводимым во вращение асинхронным двигателем. Поэтому ниже в качестве механической характеристики двигателя будем рассматривать зависимость между n (или s) и электромагнитным моментом M:

$$n = f(M); \quad M = f(n). \qquad (25\text{-}30)$$

Изображенные на рис. 25-1 и 25-3 кривые момента M при указанных условиях и представляют собой механические характеристики асинхронного двигателя с постоянными параметрами.

Очевидно, что вид механических характеристик существенно зависит от значения вторичного активного сопротивления.

Процесс пуска и установившийся режим работы асинхронного двигателя. Рассмотрим процесс пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутой вторичной обмоткой при его включении на полное напряжение сети. Так производится пуск подавляющего большинства находящихся в эксплуатации асинхронных двигателей. При рассмотрении процесса пуска не будем принимать во внимание электромагнитные переходные процессы, связанные с тем, что при включении любой электрической цепи электромагнитного механизма под напряжение и при изменении режима его работы токи

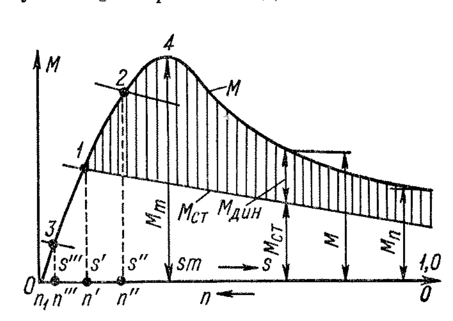


Рис. 25-4. Соотношения между моментами при пуске и работе асинхронного двигателя

достигают практически установившихся значений не сразу, а после истечения некоторого времени, которое пропорционально электромагнитной постоянной времени T, зависящей от индуктивности и активного сопротивления цепи. Обычно при пуске асинхронного двигателя время его разбега до нормальной скорости значительно больше длительности электромагнитных переходных процессов, и поэтому влияние этих процессов на процесс пуска невелико. Следовательно, процесс пуска можно рассматривать на основе полученных выше зависимостей для вращающего момента и токов

в условиях работы двигателя при установившемся режиме с заданным скольжением.

На рис. 25-4 показана механическая характеристика $M = f(n)$ асинхронного двигателя и механическая характеристика $M_{ст} = f(n)$ некоторого производственного механизма, приводимого во вращение двигателем.

Уравнение моментов агрегата «двигатель — производственный механизм» имеет вид

$$M = M_{ст} + M_{дин}, \qquad (25\text{-}31)$$

где

$$M_{дин} = J\frac{d\Omega}{dt} = 2\pi J\frac{dn}{dt} \qquad (25\text{-}32)$$

представляет собой динамический вращающий момент агрегата, пропорциональный моменту его инерции J. Если при $n = 0$, как это показано на рис. 25-4, пусковой момент $M_п > M_{ст}$, то $M_{дин} > 0$, $dn/dt > 0$ и ротор двигателя придет во вращение. Ускорение ротора происходит до тех пор, пока (заштрихованная область на рис. 25-4)

$$M_{дин} = M - M_{ст} > 0.$$

В точке *1* (рис. 25-4) достигается равновесие моментов

$$M = M_{ст}.$$

При этом $M_{дин} = 0$, $dn/dt = 0$ и наступает установившийся режим работы двигателя под нагрузкой со скоростью вращения n' и скольжением s'. Величина s' будет тем больше, чем больше $M_{ст}$ и чем больше, следовательно, нагрузка двигателя. Если при работе двигателя его нагрузку (статический момент производственного механизма $M_{ст}$) увеличить (кривая *2* на рис. 25-4), то s возрастет, а n уменьшится. При уменьшении нагрузки (кривая *3* на рис. 25-4), наоборот, s уменьшится, а n увеличится.

Переход двигателя к новому установившемуся режиму работы при изменении нагрузки физически происходит следующим образом. Если $M_{ст}$ возрастет, то будет $M < M_{ст}$, $M_{дин} < 0$, $dn/dt < 0$ и движение ротора двигателя станет замедляться. При этом скольжение возрастает, в соответствии с чем увеличиваются также э. д. с. E_{2s} и ток I_2 вторичной цепи. В результате электромагнитный момент M увеличивается и уменьшение n (увеличение s) происходит до тех пор, пока снова не наступит равенство моментов $M = M_{ст}$. При уменьшении нагрузки процесс протекает в обратном направлении.

Как видно из рис. 25-4, при круто поднимающейся начальной (левой) части кривой момента $M = f(s)$ асинхронный двигатель обладает жесткой механической характеристикой, т. е. при изменении нагрузки скорость вращения двигателя изменяется мало.

Все нормальные асинхронные двигатели строятся с жесткой механической характеристикой, когда r_2' и s_m относительно малы. При этом s и, следовательно, $p_{эл2}$ [см. равенство (24-72)] при работе также малы и двигатель имеет высокий к. п. д.

Условия устойчивой работы. В общем случае, как показано на рис. 25-5, характеристики двигателя $M = f(n)$ и производственного механизма $M_{ст} = f(n)$ могут иметь несколько точек пересечения.

В точках *1* и *3*

$$\boxed{\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{ст}}{dn},} \qquad (25\text{-}33)$$

и, согласно § 10-3, в этих точках работа устойчива, а в точке *2*

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{ст}}{dn} \qquad (25\text{-}34)$$

и работа неустойчива.

При пуске из неподвижного состояния двигатель достигает устойчивой скорости вращения в точке n''' (рис. 25-5) и дальнейшее увеличение n невозможно, так как влево от этой точки $M_{ст} > M$. Если бы двигатель работал в режиме, соответствующем точке *2* (рис. 25-5), то при малейших нарушениях режима и изменении n соотношения между M и $M_{ст}$ стали бы такими, что двигатель перешел бы на работу в режиме, соответствующем одной из устойчивых точек *1* или *3*. Режим работы в точке *3* на практике неприемлем, так как характеризуется малой скоростью вращения, плохим к. п. д. и наличием больших токов в обмотках, вследствие чего двигатель быстро перегревается и выходит из строя. Поэтому нормальной устойчивой областью работы двигателя считается участок механической характеристики влево от точки *4* (рис. 25-4), когда $0 < s < s_m$.

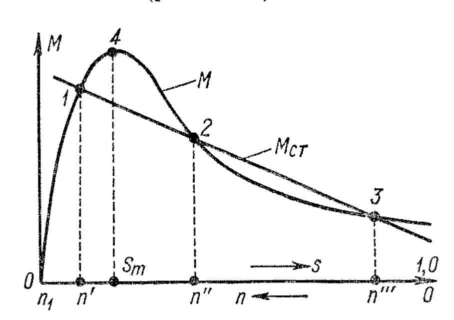


Рис. 25-5. Устойчивые (точки *1*, *3*) и неустойчивые (точка *2*) режимы работы асинхронного двигателя

Перегрузочная способность асинхронного двигателя. При работе двигателя на нормальном устойчивом участке механической характеристики (влево от точек *4* на рис. 25-4 и 25-5) его нагрузку, опре-

деляемую статическим моментом $M_{ст}$ рабочего механизма или машины, можно постепенно поднять до значения $M_{ст} = M_m$ (точки *4* на рис. 25-4 и 25-5), причем устойчивая работа сохраняется вплоть до этой точки. При дальнейшем увеличении нагрузки, когда $M_{ст} > M_m$, двигатель будет быстро затормаживаться и либо остановится, либо при характеристиках вида рис. 25-5 перейдет в устойчивый режим работы при малой скорости вращения. В обоих случаях, если двигатель не будет отключен, возникает опасный в отношении нагрева режим.

Таким образом, в принципе работа асинхронного двигателя возможна при $0 < M < M_m$. Однако продолжительная работа при $M \approx M_m$ в отношении нагрева также недопустима.

Кроме того, при работе двигателя необходимо иметь некоторый запас по моменту, так как возможны кратковременные перегрузки случайного характера, а также кратковременные или длительные понижения напряжения сети.

Так как $M_m \sim U_1^2$, то при уменьшении U_1, например, на 15% максимальный момент двигателя снизится до $0{,}85^2 = 0{,}72$ или 72% от своего первоначального значения.

В связи с изложенным всегда должно быть $M_m > M_н$.

Отношение максимального момента при номинальном напряжении к номинальному

$$k_m = M_m/M_н \qquad (25\text{-}35)$$

определяет перегрузочную способность двигателя и называется к р а т н о с т ь ю м а к с и м а л ь н о г о м о м е н т а. Согласно ГОСТ 186—52* и ГОСТ 9362—68, для двигателей разных мощностей и скоростей вращения требуется, чтобы $k_m > 1{,}7 \div 2{,}2$. Меньший предел относится к двигателям со скоростью вращения $n \leqslant 750$ об/мин.

Кратности начального пускового момента и пускового тока. Часто асинхронные двигатели можно пускать в ход на холостом ходу или с малой нагрузкой на валу и нагружать их до номинальной или иной мощности после достижения нормальной скорости вращения. В других случаях рабочие механизмы и машины (например, вентиляторы) имеют механическую характеристику $M_{ст} = f(n)$ такого вида, что при $n = 0$ статический момент $M_{ст}$ мал и постепенно повышается с увеличением n. При этом не требуется, чтобы двигатель развивал большой пусковой момент. Однако иногда двигатели необходимо пускать в ход под значительной нагрузкой (например, крановые механизмы, подъемники, различные мельницы и т. д.), и в этих случаях требуется, чтобы двигатели имели большие пусковые моменты.

Асинхронные двигатели с фазным ротором можно пускать в ход с помощью реостата, включаемого на время пуска во вторичную цепь двигателя. Как следует из § 25-1 (см. рис. 25-3), при этом пусковой момент двигателя увеличивается, а пусковой ток уменьшается. Поэтому стандарты не регламентируют значений пусковых моментов и токов асинхронных двигателей с фазным ротором. В то же время выпускаемые электромашиностроительными заводами серийные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором должны удовлетворять разнообразным условиям пуска производственных механизмов и их пусковые моменты должны быть достаточно велики.

Согласно ГОСТ 186—52* и ГОСТ 9362—68, короткозамкнутые асинхронные двигатели должны иметь при пуске под номинальным напряжением кратность начального пускового момента $M_п$ ($s = 1$, $n = 0$)

$$k_п = M_п/M_н \qquad (25\text{-}36)$$

не менее 0,7—1,8. Меньшие значения относятся к двигателям большей мощности. Кратность пускового тока

$$k_{пi} = I_{1п}/I_{1н} \qquad (25\text{-}37)$$

для двигателей с короткозамкнутым ротором разных мощностей и разных скоростей вращения при этом должна быть не больше 5,5—7,0.

Пригодность асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и с постоянными параметрами в качестве двигателей общего назначения. Как уже указывалось, для получения хорошего к. п. д. асинхронные двигатели должны работать при номинальной нагрузке с малым скольжением ($s = 0{,}02 \div 0{,}05$) и иметь, таким образом, жесткую механическую характеристику ($s_m = 0{,}06 \div 0{,}15$). Это требование для двигателей с короткозамкнутым ротором и с постоянными параметрами вступает в противоречие с требованием о достаточном значении пускового момента двигателя. Действительно, как видно из кривой *1* рис. 25-3, пусковой момент при этих условиях получается недостаточно большим. Это же можно установить по соотношению (25-25), если переписать его один раз для режима пуска ($s = 1$, $M = M_п$), другой раз — для номинального режима ($s = s_н$, $M = M_н$) и разделить получаемые соотношения одно на другое. При этом будем иметь

$$\frac{M_п}{M_н} = \frac{s_н/s_m + s_m/s_н}{1/s_m + s_m}.$$

Например, при $s_н = 0{,}03$ и $s_m = 0{,}10$

$$\frac{M_п}{M_н} = \frac{0{,}03/0{,}10 + 0{,}10/0{,}03}{1/0{,}10 + 0{,}10} = \frac{3{,}63}{10{,}1} = 0{,}36.$$

Таким образом, двигатели с постоянными параметрами развивают недостаточный пусковой момент. В связи с этим двигатели общего назначения с короткозамкнутым ротором строятся исключительно как двигатели с переменными параметрами. При этом для увеличения r'_2 в период пуска и для увеличения тем самым $M_п$ используется явление поверхностного эффекта или вытеснения тока в обмотке ротора (см. гл. 27).

§ 25-3. Электромагнитные моменты и силы от высших гармоник магнитного поля

Выше рассматривался электромагнитный момент, создаваемый основной гармоникой поля. Наряду с основной гармоникой существуют также высшие и низшие гармоники поля, вызванные наличием гармоник н. с. обмоток и зубчатым строением статора и ротора. Эти гармоники поля также создают вращающие моменты, которые можно подразделить на асинхронные и синхронные.

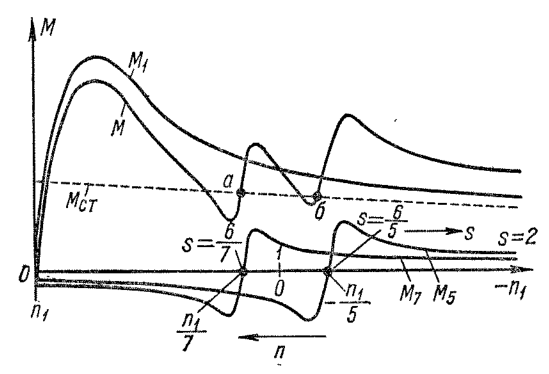


Рис. 25-6. Искажение кривой момента асинхронными моментами от высших гармоник поля

Вращающие моменты создаются тангенциальными электромагнитными силами. Кроме этих сил, действуют также радиальные электромагнитные силы, которые вызывают вибрацию и шум машины.

Указанные моменты и силы проявляются наиболее сильно при скольжениях, близких к единице, т. е. при пуске и торможении двигателя. Причина этого заключается, во-первых, в том, что при $s = 1$ токи велики. Во-вторых, высшие гармоники поля вращаются медленно и синхронная скорость вращения ротора для них мала, а моменты достигают максимальных значений вблизи их синхронной скорости.

Остановимся кратко на перечисленных явлениях.

Асинхронные моменты. Рассмотрим, например, седьмую гармонику поля статора ($\nu = 7$), которая вращается в том же направлении, что и основная, со скоростью $n_7 = \frac{1}{7} n_1$. При вращении этой гармоники относительно ротора в обмотке ротора индуктируются э. д. с. и токи и создается вращающий момент M_7, так же как и в результате действия основной гармоники поля. В момент пуска,

при $s = 1$, момент $M_7 > 0$ и действует согласно с моментом основной гармоники M_1 (рис. 25-6). Когда ротор придет во вращение в сторону вращения основной гармоники ($s < 1$), относительная скорость поля седьмой гармоники и ротора начнет уменьшаться. При скорости ротора $n = n_1/7$ или $s = 6/7$ седьмая гармоника поля будет относительно него неподвижна и $M_7 = 0$. При дальнейшем увеличении n ротор вращается быстрее седьмой гармоники поля, по отношению к нему возникает генераторный режим работы и $M_7 < 0$ (рис. 25-6).

Пятая гармоника поля вращается в обратном направлении, и синхронное вращение ротора относительно нее наступает в тормозном режиме — при $n = -n_1/5$ или $s = 6/5$. Кривая момента этой гармоники M_5 также изображена на рис. 25-6.

Подобные же кривые моментов создаются другими гармониками поля, поэтому кривая результирующего момента

$$M = M_1 + M_5 + M_7 + \ldots$$

искажается (рис. 25-6) и в ней возникают провалы. При большой величине этих провалов и достаточно большом статическом моменте $M_{ст}$ на валу может наступить устойчивый режим работы при малой скорости вращения в процессе пуска двигателя (точка *а* на рис. 25-6) или при его торможении (точка *б* на рис. 25-6), в результате чего двигатель не достигает нормальной скорости вращения. При пуске опасным является действие прямых гармоник поля, а при торможении — обратных. Ввиду изложенного моменты от высших гармоник поля называются также *паразитными*.

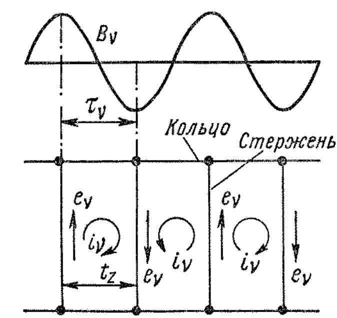


Рис. 25-7. Токи в беличьей клетке, индуктируемые высшими гармониками поля

Согласно ГОСТ 186—52*, отношение минимального момента в процессе пуска к номинальному для двигателей мощностью 0,6—100 кВт не должно быть меньше 0,8.

При фазной обмотке ротора искажение кривой моментов незначительно. Это, с одной стороны, объясняется тем, что ввиду малых значений обмоточных коэффициентов такой обмотки для высших гармоник поля индуктируемые гармоники э. д. с. невелики. С другой стороны, индуктивное сопротивление рассеяния такой обмотки для токов от высших гармоник поля велико. Это вызвано тем, что токи, индуктируемые ν-й гармоникой поля статора в обмотке ротора, создают, кроме ν-й же гармоники, также гармонику $\nu = 1$ поля ротора, которая в данном случае по отношению к ν-й индуктирующей гармонике составляет поле рассеяния.

Отметим, что высшие гармоники поля самого ротора в свою очередь индуктируют токи в обмотке статора и поэтому также создают паразитные моменты рассмотренного выше характера. Поскольку, однако, обмотка статора всегда является фазной, то эти моменты незначительны.

Реальную опасность моменты высших гармоник вызывают в случае короткозамкнутой обмотки ротора, так как при этом для токов от высших гармоник поля могут создаваться короткие цепи, состоящие из соседних или близлежащих стержней и участков колец и обладающие весьма малым сопротивлением (рис. 25-7). Возможность образования таких цепей тем больше, чем больше число пазов ротора Z_2.

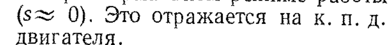
Наиболее сильными и опасными являются гармоники статора зубцового порядка (см. гл. 22 и § 23-1)

$$\nu_z = Z_1/p \pm 1.$$

Поэтому отношение Z_2 и Z_1 не должно быть слишком большим. Более подробный анализ вопроса показывает, что во избежание значительного искажения кривой моментов необходимо брать

$$Z_2 < Z_1. \tag{25-38}$$

Кроме этого, эффективной мерой борьбы с вредным влиянием высших гармоник статора на кривую момента является скос пазов ротора на одно зубцовое деление статора, так как при этом э. д. с. в стержнях ротора от зубцовых гармоник статора снижаются почти до нуля (см. § 20-3). Однако при этом увеличиваются добавочные потери от поперечных токов, протекающих между соседними неизолированными стержнями через зубцы и спинку сердечника якоря. Поэтому в последние годы скоса пазов избегают и при крайней необходимости применяют скос до половины зубцового деления.



Как видно из рис. 25-6, в результате действия высших гармоник снижается, хотя и незначительно, также момент двигателя при нормальном режиме работы ($s \approx 0$). Это отражается на к. п. д. двигателя.

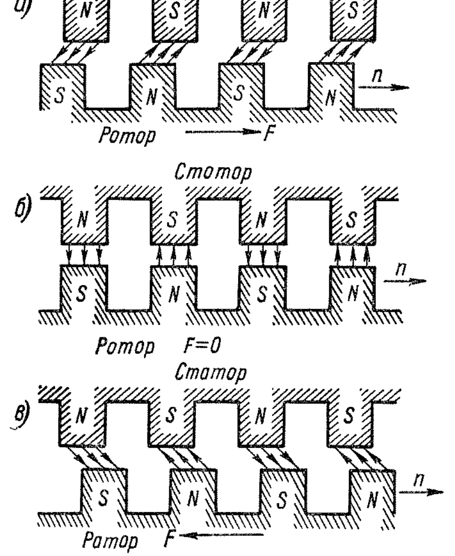


Рис. 25-8. Представление о возникновении синхронных моментов от высших гармоник поля

Рассмотренные выше моменты высших гармоник называются **асинхронными**, так как они по своей природе совершенно одинаковы с основным электромагнитным моментом асинхронной машины, возникают в результате взаимодействия поля данной гармоники статора с токами (или магнитным полем) ротора, индуктированными (или созданным) этой же гармоникой поля статора, при любой данной скорости вращения ротора имеют определенное значение и направление действия, так как данная гармоника статора и вызванная ею такого же порядка гармоника поля ротора вращаются всегда синхронно.

Синхронные моменты возникают в результате взаимодействия таких гармоник полей статора и ротора, которые имеют одинаковый порядок ν или одинаковые полюсные деления τ_ν, но созданы независимо друг от друга (как и магнитные поля статора и ротора синхронной машины), т. е. ни одна из них не является результатом действия другой. Такие гармоники поля вращаются относительно друг друга несинхронно и поэтому в зависимости от их взаимного положения в данный момент времени создают вращающий момент того или другого направления или знака (см. рис. 25-8, где рассматриваемые гармоники статора и ротора условно изображены в виде магнитных полюсов и создают действующие на ротор силы F). При несинхронном вращении эти гармоники создают знакопеременный вращающий момент большой частоты, среднее значение которого равно нулю. Ввиду большой механической инерции ротора этот момент на движение ротора влияния не оказывает.

Однако при некоторой, вполне определенной скорости ротора $n = n_{c\nu}$ такие гармоники могут вращаться синхронно, и при этом в зависимости от их взаимного положения создается положительный или отрицательный момент $M_{c\nu}$ того или иного значения в пределах $-M_{c\nu\,макс} \leq M_{c\nu} \leq +M_{c\nu\,макс}$. Величина этого момента изобразится на кривой $M = f(s)$ в виде определенной точки на вертикальном отрезке прямой *аб* (рис. 25-9). Из-за действия этого момента при пуске двигатель может «застрять» на скорости вращения $n_{c\nu}$ и не «дойти» до нормальной скорости. Но в отличие от асинхронных моментов в данном случае имеется большая вероятность того, что ротор вследствие своей инерции перейдет через зону опасного действия синхронного момента. Поэтому, если синхронные моменты возникают при скорости $n \neq 0$, то они менее опасны, чем асинхронные моменты.

Рис. 25-9. Искажение кривой моментов синхронным моментом от высших гармоник поля

Рассмотрим пример, когда синхронный момент создается гармониками зубцового порядка, которые являются наиболее сильными.

Пусть обмотка статора имеет $m_1 = 3$, $2p = 4$, $Z_1 = 24$, а короткозамкнутый ротор имеет $Z_2 = 28$. Тогда гармоники первого зубцового порядка, создаваемые током статора и током основной частоты $f_2 = sf_1$ ротора, будут равны: прямая гармоника статора

$$\nu'_{z1} = Z_1/p + 1 = 24/2 + 1 = 13$$

и обратная

$$\nu''_{z1} = Z_1/p - 1 = 24/2 - 1 = 11;$$

прямая гармоника ротора

$$\nu'_{z2} = Z_2/p + 1 = 28/2 + 1 = 15$$

и обратная

$$\nu''_{z2} = Z_2/p - 1 = 28/2 - 1 = 13.$$

Таким образом, одинаковый порядок имеют прямая гармоника статора и обратная гармоника ротора $\nu'_{z1} = \nu''_{z2} = 13$. Первая из них вращается относительно статора со скоростью $n_1/13$, а вторая — относительно ротора со скоростью

$$-sn_1/13 = -(n_1 - n)/13$$

и относительно статора со скоростью

$$n - (n_1 - n)/13.$$

Скорости этих гармоник относительно статора одинаковы, когда

$$n_1/13 = n - (n_1 - n)/13,$$

откуда $n = n_1/7$, т. е. синхронный момент возникает в двигательном режиме во время пуска при скорости, равной одной седьмой синхронной скорости.

В рассматриваемом случае $Z_2 - Z_1 = 4 = 2p$. Нетрудно видеть, что синхронные моменты возникают всегда в результате взаимодействия зубцовых гармоник первого порядка при вращении ротора при

$$Z_2 - Z_1 = \pm 2p,$$

где знак минус соответствует возникновению синхронных моментов в тормозном режиме.

Если $Z_2 = Z_1$, то порядки прямых зубцовых гармоник статора и ротора равны и гармоники вращаются синхронно в начальный момент пуска, при $n = 0$. Это же верно и для обратных зубцовых гармоник. Поэтому в данном случае образуются сильные синхронные моменты в неподвижном состоянии ротора и он не может сдвинуться с места.

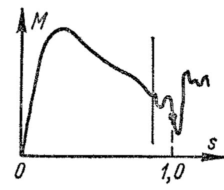


Рис. 25-10. Опытная кривая момента асинхронного двигателя с $2p=4$, $Z_1=24$, $Z_2=28$

Из сказанного следует, что во избежание значительных синхронных моментов необходимо, чтобы

$$Z_2 \neq Z_1; \quad Z_2 - Z_1 \neq 2p. \qquad (25\text{-}39)$$

Несколько более слабые синхронные моменты возникают также при других соотношениях между Z_2 и Z_1.

Синхронные моменты могут быть уменьшены во много раз также скосом пазов ротора на зубцовое деление ротора, так как это вызывает соответствующий сдвиг по фазе в пространстве взаимодействующих гармоник поля статора и ротора вдоль оси машины. Наконец, значение асинхронных и синхронных моментов уменьшается при увеличении воздушного зазора.

На рис. 25-10 приведена кривая момента асинхронного двигателя при наличии значительных паразитных моментов, снятая опытным путем Меллером для асинхронного двигателя с $2p = 4$, $Z_1 = 24$ и $Z_2 = 28$.

Радиальные вибрационные силы возникают в случае, когда в воздушном зазоре машины существуют магнитные поля, числа пар полюсов p_1 и p_2 которых близки друг к другу. В качестве примера на рис. 25-11, *а* представлены кривые индукции B_4 и B_6 двух синусоидально распределенных полей с $2p = 4$ и $2p = 6$, а также кривая результирующего поля $B_4 + B_6$. Радиальные усилия притяжения

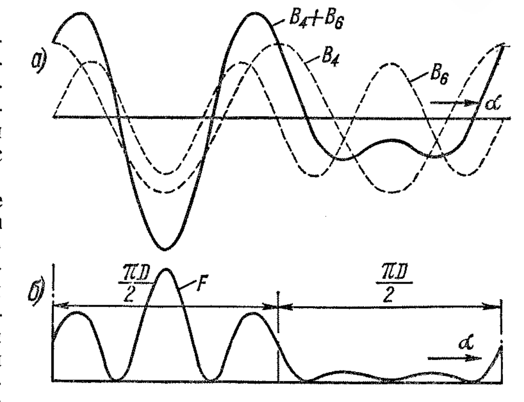


Рис. 25-11. Образование неуравновешенных радиальных вибрационных сил

F, действующие на участки статора и ротора, пропорциональны $(B_4 + B_6)^2$ (рис. 25-11, *б*). Как следует из рис. 25-11, *б*, сумма сил притяжения на одной половине окружности значительно больше, чем на другой. Вследствие этого возникает одностороннее притяжение ротора к статору. Если поля B_4 и B_6 вращаются относительно друг друга, то вращаются также вибрационные силы, вызывая вибрацию ротора. Эта вибрация тем больше, чем больше слабина в подшипниках и чем меньше жесткость вала ротора. Одновременно при недостаточной жесткости статора возникают его деформация и вибрация.

На рис. 25-11, *а* показан случай, когда p_1 и p_2 не имеют общих делителей. При этом пространственный период радиальных сил равен окружности зазора. Если же p_1 и p_2 имеют общий наибольший делитель $t > 1$, то образуется t периодов пространственного распределения сил F (например, при $2p = 8$ и $2p = 12$ две следующие друг за другом кривые на рис. 25-11, *б*). В этом случае одностороннего притяжения ротора к статору не будет, так как силы уравновеши-

ваются, однако возникает волнообразная деформация сердечников статора и ротора.

При пуске и работе асинхронного двигателя существует много разных гармонических полей, которые вращаются относительно друг друга и среди которых имеются поля с близкими числами пар полюсов. Однако наибольшие радиальные силы, деформации и вибрации вызываются полями с малыми числами полюсов, так как эти поля обычно наиболее сильные и распределение радиальных сил имеет при этом большой пространственный период, что вызывает увеличение деформации.

При изменении скорости вращения ротора в период пуска скорости вращения радиальных вибрационных сил и частоты вибрации также изменяются. При этом часто при некоторых значениях скорости ротора возникает явление резонанса с частотами собственных колебаний статора и ротора. Вибрация при этом становится значительной.

Вибрации, возникающие в результате действия электромагнитных сил, вызывают также шум машины. Этот шум обычно намного превосходит вентиляционный шум машины.

Электромагнитные вибрации и шум значительно снижаются при скосе пазов. Таким образом, скос пазов является эффективной мерой борьбы с вредным влиянием высших гармоник во всех его аспектах. Поэтому скос пазов иногда применяется в короткозамкнутых двигателях мощностью до 20 кВт и более. Таблицы благоприятных чисел пазов статора и ротора короткозамкнутых асинхронных двигателей приводятся в руководствах по проектированию электрических машин.

§ 25-4. Гистерезисный, вихревой и реактивные моменты

Гистерезисный и вихревой моменты. Кроме рассмотренных выше вращающих моментов, возникающих вследствие взаимодействия токов в обмотке с магнитным полем, существуют моменты, вызванные явлением гистерезиса и вихревыми токами в сердечнике ротора.

Момент от вихревых токов, или вихревой момент, $M_в$ по своей природе совершенно аналогичен рассмотренному выше электромагнитному моменту машины, так как возникает в результате взаимодействия индуктированных в сердечнике ротора вихревых токов с магнитным полем.

Возникновение гистерезисного момента $M_г$ вызвано тем, что вследствие явления гистерезиса в стали сердечника ротора перемагничивание ротора магнитным полем статора совершается с некоторым запозданием по отношению к этому полю, движущемуся относительно ротора. При этом волны магнитной индукции на поверхностях статора и ротора оказываются сдвинутыми на некоторый угол $\varphi_г$, который называется у г л о м г и с т е р е з и с а и зависит от магнитных свойств материала сердечника ротора. Такой сдвиг будет существовать и при синхронном вращении ротора. В результате получается такое же взаимное расположение волн индукции или «полюсов» магнитного поля статора и ротора, какое изображено на рис. 25-8. Рис. 25-8, *а* соответствует двигательному режиму, когда ротор вращается медленнее поля статора и при этом возникает гистерезисный момент $M_г$, действующий в сторону вращения ротора. Рис. 25-8, *в* соответствует генераторному режиму, когда ротор вращается быстрее поля и при этом $M_г$ действует в противоположную сторону. При синхронной скорости вращения ротора взаимное расположение «полюсов» статора и ротора может соответствовать как положениям на рис. 25-8, *а* и *в*, так и любому промежуточному положению, в частности изображенному на рис. 25-8, *б*, когда $M_г = 0$. Это зависит от направления и значения приложенного к валу машины внешнего вращающего момента или механической мощности. Таким образом, при синхронной скорости гистерезисный момент $M_г$ может изменяться в пределах от некоторого $M_{гm}$ до $-M_{гm}$.

Из сказанного следует, что гистерезисный и вихревой моменты в режимах двигателя и генератора производят полезную работу и развивают полезные

механические мощности $P_{г.мх}$ и $P_{в.мх}$, как и основной электромагнитный момент машины.

Рассмотрим зависимости $M_г$ и $M_в$ от скольжения.

Потери на гистерезис в сердечнике ротора $p_{г2}$ пропорциональны частоте перемагничивания $f_2 = sf_1$, а потери на вихревые токи $p_{в2}$ пропорциональны f_2^2. Поэтому при $\Phi = \text{const}$

$$p_{г2} = sp_{г20}; \quad p_{в2} = s^2 p_{в20}, \tag{25-40}$$

где $p_{г20}$ и $p_{в20}$ — соответствующие потери при $n = 0$ или $s = 1$.

Механические мощности $P_{г.мх}$, $P_{в.мх}$ и потери $p_{г2}$, $p_{в2}$ развиваются за счет соответствующих электромагнитных мощностей $P_{г.эм}$ и $P_{в.эм}$, передаваемых со

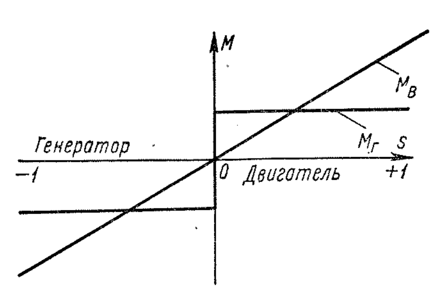


Рис. 25-12. Зависимости гистерезисного ($M_г$) и вихревого ($M_в$) моментов от скольжения

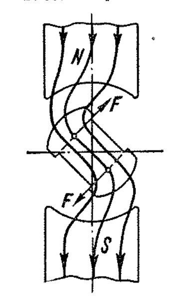


Рис. 25-13. Представление о возникновении реактивных моментов

статора на ротор через магнитное поле, и поэтому между ними существуют такие же соотношения, как и между $P_{мх}$, $p_{э2}$ и $P_{эм}$, рассмотренными в § 24-5. Вследствие этого на основании выражений (24-78) и (25-40)

$$\left.\begin{aligned} P_{г.эм} &= p_{г2}/s = p_{г20}; \\ P_{в.эм} &= p_{в2}/s = sp_{в20}. \end{aligned}\right\} \tag{25-41}$$

Соответственно этому гистерезисный и вихревой моменты

$$\left.\begin{aligned} M_г &= \frac{pP_{г.эм}}{2\pi f_1} = \frac{pp_{г20}}{2\pi f_1}; \\ M_в &= \frac{pP_{в.эм}}{2\pi f_1} = \frac{psp_{в20}}{2\pi f_1}, \end{aligned}\right\} \tag{25-42}$$

где p — число пар полюсов.

На основании изложенного выше и соотношений (25-42) на рис. 25-12 изображены зависимости $M_г$ и $M_в$ от скольжения при условии $\Phi = \text{const}$.

В нормальных асинхронных машинах сердечники ротора изготовляются из изолированных друг от друга листов электротехнической стали, обладающей малым гистерезисом. Поэтому $M_г$ и $M_в$ в этих машинах малы и при расчете машин не учитываются. Однако действие некоторых специальных типов асинхронных и синхронных машин полностью основано на действии вихревых токов или явлений гистерезиса (см. § 29-3, 41-3).

Реактивные моменты возникают в связи с тем, что на ферромагнитное тело, находящееся в магнитном поле (рис. 25-13), действуют электромагнитные силы F, стремящиеся повернуть это тело в положение, соответствующее наименьшему

магнитному сопротивлению магнитной цепи. Реактивные моменты могут возникать в электрических машинах, имеющих явновыраженные полюсы или зубчатое строение статора и ротора. В зависимости от различных обстоятельств эти моменты могут оказывать вредное влияние на работу машины или же быть использованы для получения полезного действия.

В асинхронных машинах сильные реактивные моменты возникают в случае, когда $Z_1 = Z_2$. При этом под воздействием магнитного поля зубцы статора и ротора стремятся расположиться друг против друга (рис. 25-14), и тогда реактивный момент $M_r = 0$. При смещении же зубцов относительно друг друга на статор и ротор будет действовать $M_r \neq 0$ того или иного направления. Асинхронные двигатели с $Z_1 = Z_2$ из-за действия таких реактивных моментов при пуске не способны сдвинуться с места (так называемое явление прилипания), а при вращении ротора возникают пульсирующие моменты. Рассматриваемые здесь реактивные моменты при $Z_1 = Z_2$ не следует смешивать с рассмотренными в § 25-3 синхронными моментами, так как последние возникают в результате взаимодействия магнитных полей высших гармоник, созданных токами статора и ротора, в то время как реактивные моменты возникают даже при разомкнутой обмотке ротора и отсутствии в ней тока. Следует отметить, что результирующий реактивный момент при $Z_1 = Z_2$ можно свести к нулю путем скоса пазов.

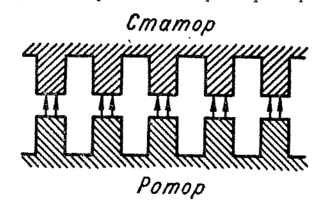


Рис. 25-14. К образованию реактивных моментов в асинхронном двигателе с $Z_1 = Z_2$

В нормальных асинхронных машинах Z_1 и Z_2 представляют собой достаточно большие не равные и не кратные друг друга числа. Поэтому отдельные зубцы ротора занимают различные положения относительно зубцов статора и суммарный реактивный момент равен или близок нулю. В связи с этим в нормальных асинхронных машинах реактивные моменты не учитываются. Однако действие некоторых специальных типов электрических машин полностью основано на действии реактивных моментов (см. § 41-3, 41-4).

Глава двадцать шестая

КРУГОВАЯ ДИАГРАММА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

§ 26-1. Обоснование круговой диаграммы

Предварительные замечания. При изменении нагрузки асинхронной машины ее первичный I_1 и вторичный I_2' токи изменяются по значению и по фазе. При $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ режим работы и нагрузка асинхронной машины однозначно определяются значением ее скольжения s. При изменении скольжения в пределах от $+\infty$ до $-\infty$ конец вектора $\dot{I}_1$ описывает непрерывную замкнутую кривую, которая называется геометрическим ме-

стом этого тока. При постоянных параметрах r_1, $x_{\sigma1}$, r'_2, $x'_{\sigma2}$, $r_м$, $x_м$ и $U_1 = \text{const}$, $\dot{I}_1 = \text{const}$ геометрическим местом концов векторов тока $\dot{I}_1$ является окружность, которая вместе с некоторыми другими построениями называется круговой диаграммой асинхронной машины.

Круговая диаграмма позволяет определить все электромагнитные величины, характеризующие режим работы машины при любом значении скольжения, и дает наглядное представление об изменении этих величин при изменении режима работы машины. Поэтому она имеет большое методическое значение. Кроме того, она имеет также существенное практическое значение для изучения режимов работы асинхронных машин в случаях, когда их параметры можно принять постоянными.

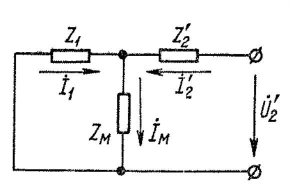


Рис. 26-1. Определение сопротивления короткого замыкания асинхронной машины, измеренного со вторичной стороны

Существование круговой диаграммы для асинхронной машины впервые было доказано А. Гейландом в 1894 г. Впоследствии теория круговых диаграмм и геометрических мест асинхронной машины развивалась иностранными (А. Беренд, А. Блондель, Г. Осанна, Р. Гольдшмидт, Э. Арнольд, И. Ла-Кур, О. Блох и др.) и советскими (К. А. Круг, М. П. Костенко, Б. И. Кузнецов, Г. Н. Петров, Т. П. Губенко и др.) учеными.

Прямая сопротивлений вторичной цепи. Круговую диаграмму асинхронной машины удобно рассматривать на основе Г-образной схемы замещения (см. рис. 24-7).

Исследуем сначала геометрическое место вторичного тока $\dot{I}''_2$. На основании рис. 24-7

$$-\dot{I}''_2 = \dot{U}_1/Z_n, \tag{26-1}$$

где

$$Z_n = (C_1 r_1 + C_1^2 r'_2) + j\,(C_1 x_{\sigma1} + C_1^2 x'_{\sigma2}) + C_1^2 \frac{1-s}{s} r'_2 =$$
$$= C_1^2 Z'_{к2} + C_1^2 \frac{1-s}{s} r'_2 = C_1^2 (r'_{к2} + j x'_{к2}) + C_1^2 \frac{1-s}{s} r'_2. \tag{26-2}$$

Здесь [см. выражение (24-64)]

$$Z'_{к2} = \frac{r_1}{C_1} + r'_2 + j\left(\frac{x_{\sigma1}}{C_1} + x'_{\sigma2}\right) = \left(\frac{r_1}{c_1}\cos\gamma + r'_2 - \frac{x_{\sigma1}}{c_1}\sin\gamma\right) +$$
$$+ j\left(\frac{x_{\sigma1}}{c_1}\cos\gamma + x'_{\sigma2} + \frac{r_1}{c_1}\sin\gamma\right) = r'_{к2} + j x'_{к2} \tag{26-3}$$

представляет собой сопротивление короткого замыкания асинхронной машины, измеренное со вторичной стороны и приведенное к первичной обмотке. Действительно, согласно схеме рис. 26-1,

$$Z'_{к2} = Z'_2 + \frac{Z_м Z_1}{Z_м + Z_1} = Z'_2 + \frac{Z_1}{1 + Z_1/Z_м} = Z'_2 + \frac{Z_1}{C_1}, \tag{26-4}$$

что совпадает с (26-3). Так как модуль коэффициента C_1 близок к единице и его аргумент γ близок к нулю, то

$$Z'_{к2} \approx r_1 + r'_2 + j\,(x_{\sigma1} + x'_{\sigma2}). \tag{26-5}$$

Величина $Z'_{к2}$ близка также к сопротивлению короткого замыкания $Z_{к1}$, измеренному с первичной стороны.

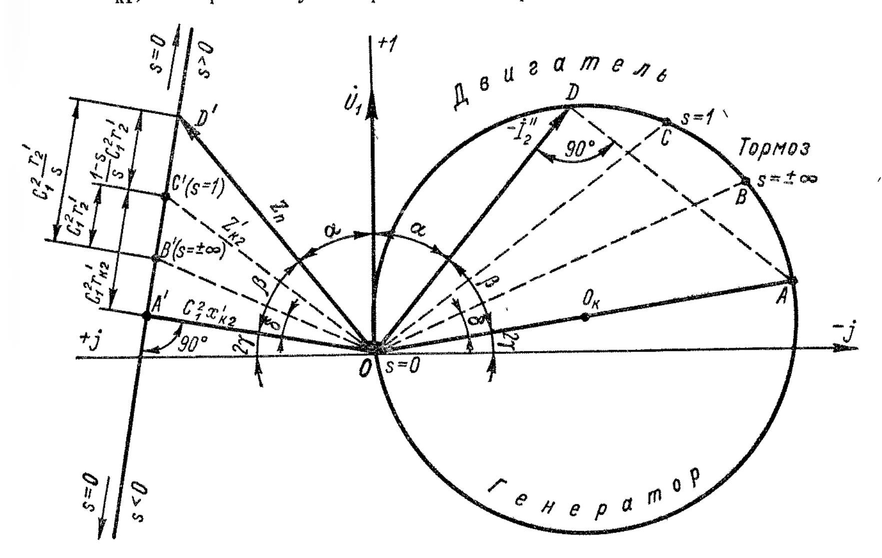


Рис. 26-2. Прямая сопротивления вторичной цепи Г-образной схемы замещения и окружность вторичного тока асинхронной машины

Изобразим по уравнению (26-2) на комплексной плоскости (левая сторона рис. 26-2) комплекс сопротивления $Z'_n = f(s)$.

Отрезок

$$C_1^2 x'_{к2} = c_1^2 x'_{к2} e^{-j2\gamma} = OA'$$

на рис. 26-2 имеет длину $c_1^2 x'_{к2}$ и повернут от оси мнимых на угол 2γ по часовой стрелке. Отрезок

$$C_1^2 r'_{к2} = c_1^2 r'_{к2} e^{-j2\gamma} = A'C'$$

имеет длину $c_1^2 r'_{к2}$, повернут относительно оси вещественных на угол 2γ по часовой стрелке и перпендикулярен отрезку OA'. Конец C' отрезка $A'C'$ соответствует $s = 1$, так как при $s = 1$ последний член (26-2) равен нулю. При $s \neq 1$ последний член (26-2) не равен

нулю и соответствующий ему отрезок $C'D'$ при $0 < s < 1$ откладывается на продолжении отрезка $A'C'$ от точки C' вверх, так как при этом

$$\frac{1-s}{s} r_2' > 0.$$

Отрезок OD' представляет собой значение Z_n [см. выражение (26-2)] при некотором s, находящемся в пределах $0 < s < 1$. При уменьшении скольжения от $s = 1$ до $s = 0$ точка D' передвигается от точки C' вверх до бесконечности.

При увеличении скольжения от $s = 1$ до $s = +\infty$ последний член (26-2) отрицателен и откладывается от точки C' вдоль отрезка $C'A'$ вниз. Точка B' соответствует $s = +\infty$, а также $s = -\infty$ и расположена приблизительно в середине отрезка $A'C'$.

При изменении скольжения в области отрицательных значений от $s = -\infty$ до 0 последний член (26-2) остается отрицательным и растет по абсолютной величине от значения $c_1^2 r_2'$ до бесконечности. Конец вектора Z_n при этом скользит по прямой $C'A'$ от точки B' вниз до бесконечности. Таким образом, при изменении скольжения в пределах $-\infty \leqslant s \leqslant +\infty$ конец вектора сопротивления вторичной цепи Г-образной схемы замещения

$$Z_n = z_n e^{j\alpha} \tag{26-6}$$

скользит по бесконечной в обоих направлениях прямой $A'B'C'$ (рис. 26-2). Угол α между осью вещественных и вектором Z_n является также переменной величиной.

Окружность вторичного тока. Направим вектор первичного напряжения $U_1 = \text{const}$ по оси вещественных (рис. 26-2). Тогда, согласно выражениям (26-1) и (26-6),

$$-\dot{I}_2'' = \frac{U_1}{z_n} e^{-j\alpha}. \tag{26-7}$$

На основании равенства (26-7) вектор тока $OD = -\dot{I}_2''$ имеет модуль

$$I_2'' = U_1/z_n \tag{26-8}$$

и повернут относительно оси вещественных по часовой стрелке на угол α (рис. 26-2).

Таким образом, для любого значения s вектор $-\dot{I}_2''$ обратно пропорционален по величине комплексу Z_n и расположен в направлении зеркального отражения комплекса Z_n относительно оси вещественных. При передвижении на рис. 26-2 точки D' вверх z_n увеличивается и α уменьшается, вследствие чего вектор $-\dot{I}_2''$ уменьшается и поворачивается в сторону оси $+1$. При этом конец вектора $-\dot{I}_2''$ описывает кривую DO (рис. 26-2). При передвижении точки D' на рис. 26-2 вниз конец вектора $-\dot{I}_2''$ описывает кривую $DCBAO$.

Точки D, C, B, A этой кривой соответствуют точкам D', C', B', A' конца прямой Z_n. В результате геометрическим местом вектора $-\dot{I}_2''$ является изображенная на рис. 26-2 замкнутая кривая, которая, как будет показано ниже, является окружностью с центром $O_к$.

На рис. 26-2 отрезок OA представляет собой максимальное значение I_2'' и соответствует точке A' прямой Z_n. Поэтому

$$OA = \frac{U_1}{c_1^2 x_{к2}'}. \tag{26-9}$$

Согласно построению рис. 26-2,

$$\angle AOD = \angle A'OD' = \beta$$

и

$$\cos\beta = OA'/OD' = c_1^2 x_{к2}'/z_n.$$

Величина проекции отрезка OA на направление OD будет

$$OA\cos\beta = \frac{U_1}{c_1^2 x_{к2}'} \frac{c_1^2 x_{к2}'}{z_n} = \frac{U_1}{z_n} = I_2'',$$

т. е.

$$OA\cos\beta = OD$$

и, следовательно, $\angle ODA = 90°$. Это действительно для любого значения s и любого расположения точки D на замкнутой кривой $ODCBA$. С другой стороны, известно, что угол, вписанный в окружность и опирающийся на диаметр, является прямым. Отсюда следует, что кривая $ODCBAO$ является окружностью с диаметром OA, что и надо было доказать.

На окружности тока $\dot{I}_2''$ имеются характерные точки O, C и B, которые соответствуют скольжениям $s = 0$; 1 и $\pm\infty$ и делят окружность на три части, соответствующие двигательному, генераторному и тормозному режимам работы.

Согласно выражениям (26-3) и (26-9), диаметр круговой диаграммы в единицах тока

$$D_к = \frac{U_1}{c_1^2 x_{к2}'} = \frac{U_1}{c_1(x_{\sigma1}\cos\gamma + r_1\sin\gamma + c_1 x_{\sigma2}')} \tag{26-10}$$

или, если положить $c_1 \approx 1$ и $\gamma \approx 0$,

$$D_к \approx \frac{U_1}{x_{\sigma1} + x_{\sigma2}'}. \tag{26-11}$$

Из выражений (26-10) и (26-11) следует, что диаметр круговой диаграммы тем больше, чем меньше электромагнитное рассеяние.

Вид круговой диаграммы. Окружность первичного тока $\dot{I}_1$ получим, если учтем, что на основании схемы замещения рис. 24-7

$$\dot{I}_1=\dot{I}_{00}+(-\dot{I}_2''),$$

где

$$\dot{I}_{00}=\frac{\dot{U}_1}{Z_1+Z_м} \qquad (26\text{-}12)$$

представляет собой ток идеального холостого хода ($s=0$), который при $U_1=\text{const}$ и $f_1=\text{const}$ имеет постоянное значение. Поэтому начало координат рис. 26-2 необходимо перенести на значение

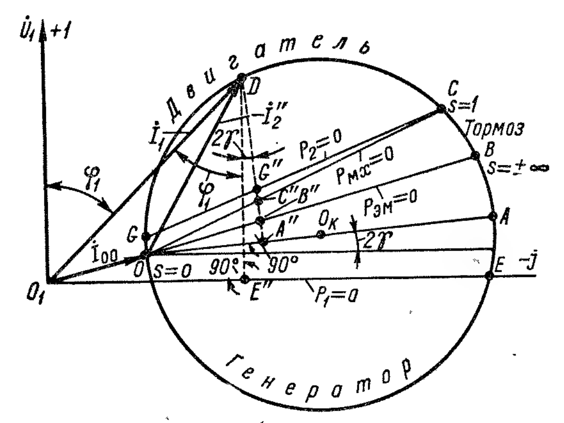


Рис. 26-3. Точная круговая диаграмма асинхронной машины с постоянными параметрами

величины $\dot{I}_{00}$, в результате чего получится полная круговая диаграмма, изображенная на рис. 26-3. Эта диаграмма называется также точной, так как в ней учитываются значения модуля и аргумента поправочного коэффициента C_1. Диаметр окружности такой диаграммы повернут на угол 2γ относительно горизонтали (рис. 26-3).

При изменении скольжения точка D на круговой диаграмме рис. 26-3 и концы векторов токов $\dot{I}_1$ и $-\dot{I}_2''$ скользят по окружности. Область диаграммы ODC соответствует двигательному, область OAB — генераторному и область CB — тормозному режиму работы асинхронной машины.

Как следует из изложенного, значения тока I_{00}, диаметра $D_к$, угла γ и сопротивления $c_1^2(r_{к2}'-r_2')$, определяющего положение на круговой диаграмме точки $s=\pm\infty$, не зависят от значения r_2'. Поэтому величина окружности тока, ее расположение и положение на ней точек $s=0$ и $s=\pm\infty$ также не зависят от r_2'. От r_2' зависит лишь положение на круговой диаграмме точки $s=1$, причем эта

точка с увеличением r_2' смещается против часовой стрелки по направлению к точке $s=0$.

Упрощенная круговая диаграмма получается, если положить $\gamma=0$. При этом окружность (рис. 26-3) повернется на угол 2γ и

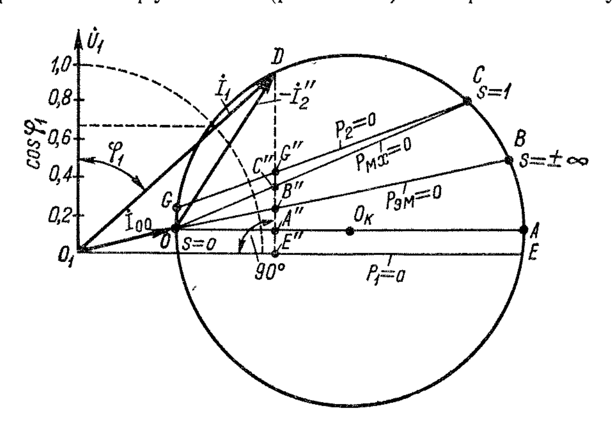


Рис. 26-4. Упрощенная круговая диаграмма асинхронной машины с постоянными параметрами

ее диаметр OA займет горизонтальное положение (рис. 26-4). Упрощенная диаграмма дает обычно достаточно точные результаты для машин мощностью более 10 кВт, так как для этих машин $\gamma\approx 0$.

§ 26-2. Определение из круговой диаграммы величин, характеризующих работу асинхронной машины

Круговая диаграмма позволяет определить не только токи, но также различные другие величины, характеризующие режим работы асинхронной машины (мощности, вращающие моменты, к. п. д., скольжение и т. д.). Для этого на круговой диаграмме строятся линии мощностей и моментов, а также шкалы скольжения, к. п. д. и коэффициента мощности. Указанные шкалы можно строить различными способами. Ниже шкалы скольжения и $\cos\varphi_1$ строятся в соответствии с рекомендациями ГОСТ 7217—66.

Круговые диаграммы строятся для фазных значений токов. Для этих токов при этом выбирается определенный масштаб m_i, выраженный, например, в А/см.

Линии мощности и электромагнитного момента. Опустим на рис. 26-3 из точки D, соответствующей некоторому скольжению s, перпендикуляр DE'' на горизонталь O_1E. Тогда

$$m_i\overline{DE''}=m_i\overline{O_1D}\cos\varphi_1=I_1\cos\varphi_1 \qquad (26\text{-}13)$$

представляет собой активную составляющую первичного тока. Поэтому величина

$$m_1 U_1 m_i \overline{DE''} = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 = P_1$$

равна потребляемой из сети активной мощности.

Назовем величину

$$m_p = m_1 U_1 m_i \tag{26-14}$$

масштабом мощности (если, например, m_i выражается в А/см, то m_p выразится в Вт/см). При этом

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 = m_p \overline{DE''}, \tag{26-15}$$

т. е. отрезок DE'' будет равен в масштабе m_p первичной активной мощности.

Опустим теперь из точки D перпендикуляр DA'' на диаметр OA круговой диаграммы, проведем прямые OC и OB между точками $s = 0$ и $s = 1$, $s = \pm\infty$ и докажем, что отрезки DC'' и DB'' представляют собой в масштабе m_p механическую $P_{мх}$ и электромагнитную $P_{эм}$ мощности машины.

Действительно, треугольники ODA'', ODC'', ODB'' (рис. 26-3) подобны треугольникам $OD'A'$, $OD'C'$, $OD'B'$ (рис. 26-2). Поэтому

$$DC''/OD = D'C'/OD',$$

откуда

$$DC'' = \frac{D'C'}{OD'} OD = \frac{\frac{1-s}{s} c_1^2 r_2'}{z_n} \frac{I_2''}{m_i}.$$

Умножим левую и правую части этого соотношения на m_p [см. выражение (26-14)] и учтем равенства (26-8) и (24-56). Тогда получим

$$m_p \overline{DC''} = m_1 c_1^2 I_2''^2 r_2' \frac{1-s}{s} = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s},$$

т. е. в соответствии с выражением (24-74)

$$P_{мх} = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = m_p \overline{DC''}. \tag{26-16}$$

Аналогично, согласно рис. 26-2 и 26-3,

$$DB''/OD = D'B'/OD',$$

откуда

$$DB'' = \frac{D'B'}{OD'} OD = \frac{\frac{1-s}{s} c_1^2 r_2' + c_1^2 r_2'}{z_n} \frac{I_2''}{m_i} = \frac{\frac{1}{s} c_1^2 r_2'}{z_n} \frac{I_2''}{m_i}.$$

Умножая первый и последний члены этого равенства на m_p [см. выражение (26-14)] и учитывая равенства (26-8) и (24-56),

получаем

$$m_p \overline{DB''} = m_1 c_1^2 I_2''^2 r_2' \frac{1}{s} = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1}{s},$$

т. е. в соответствии с уравнением (24-71)

$$P_{эм} = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} = m_p \overline{DB''}. \tag{26-17}$$

Согласно выражениям (26-16), (26-17) и (24-73),

$$m_p \overline{C''B''} = m_p (\overline{DB''} - \overline{DC''}) = P_{эм} - P_{мх} = p_{эл\,2},$$

т. е. отрезок $C''B''$ в масштабе мощности представляет собой электрические потери во вторичной цепи:

$$p_{эл\,2} = m_p \overline{C''B''}. \tag{26-18}$$

Точка реального холостого хода асинхронного двигателя G (рис. 26-3) ввиду наличия механических и добавочных потерь лежит несколько выше точки идеального холостого хода O. Если точку G соединить прямой с точкой C, то приближенно можно считать, что отрезок $G''C''$ определяет собой значение указанных потерь:

$$p_{мх} + p_д = m_p \overline{G''C''}, \tag{26-19}$$

а отрезок DG'' — значение полезной мощности на валу:

$$P_2 = m_p \overline{DG''}. \tag{26-20}$$

Для точек G и C круговой диаграммы равенства (26-19) и (26-20) дают правильные значения $p_{мх} + p_д$ и P_2 (для обеих точек $P_2 = 0$ и для точки C потери $p_{мх} + p_д = 0$, что ясно из физических соображений). Для промежуточных значений s выражения (26-19) и (26-20) не вполне точны, так как линия полезной мощности P_2 в действительности не будет прямой, однако ошибка при значениях s, лежащих в области нормальных режимов работы, будет незначительна.

В связи с изложенным линии O_1E, OB, OC и GC круговой диаграммы (рис. 26-3) называются также *линиями первичной, электромагнитной, механической и вторичной мощностей* и обозначаются соответственно $P_1 = 0$, $P_{эм} = 0$, $P_{мх} = 0$, $P_2 = 0$.

В генераторном режиме точка D диаграммы рис. 26-3 будет лежать на участке окружности ниже линии OB. Отрезки соответствующих мощностей отсчитываются по прямой, проведенной из точки D перпендикулярно OA до линий соответствующих мощностей. Мощности $P_{мх}$, $P_{эм}$ и P_2 изменят свой знак, когда точка D будет лежать ниже линии OB. В то же время на участках окружности между осью абсцисс и точками O и B будет $P_1 > 0$. Это означает,

что для соответствующих режимов подводимая к валу мощность P_2 недостаточна для покрытия потерь машины в генераторном режиме работы, и эти потери частично покрываются за счет потребляемой из сети мощности P_1.

В упрощенной круговой диаграмме (рис. 26-4) линия DA'', на которой отсчитываются мощности $P_{эм}$, $P_{мх}$ и P_2, занимает вертикальное положение и совпадает с линией DE'', определяющей значение мощности P_1.

Поскольку электромагнитная мощность $P_{эм}$ пропорциональна электромагнитному моменту M, то отрезки DB'' на рис. 26-3 и 26-4 определяют также значение M, а прямая OB называется также *линией электромагнитного момента*. При этом

$$M = m_m \overline{DB}'', \tag{26-21}$$

где

$$m_m = \frac{m_p}{\Omega_1} = \frac{pm_p}{2\pi f_1} = \frac{pm_1 U_1 m_i}{2\pi f_1} \tag{26-22}$$

представляет собой масштаб момента в единицах системы СИ (например, в Н·м/см). Если желательно определять M в кгс·м, то правую часть (26-22) нужно разделить еще на 9,81.

Шкала коэффициента мощности cos φ_1. Проведем (рис. 26-4) из точки O_1, как из центра, подходящим радиусом (например, 10 см) окружность и построим на вертикальной оси шкалу $\cos \varphi_1$, принимая точку пересечения этой оси с указанной окружностью за $\cos \varphi_1 = 1$. Точку пересечения этой окружности с вектором тока $\dot{I}_1$ или его продолжением снесем на вертикальную ось и отсчитаем значение $\cos \varphi_1$ при данном значении тока, т. е. для данной точки круговой диаграммы.

Шкала скольжения. Проведем (рис. 26-5) через точку B ($s = \pm\infty$) окружности касательную BR, которая перпендикулярна радиусу $O_кB$. Через некоторую точку L на прямой OB проведем прямую LQ, параллельную BR. Точка Q на прямой LQ определяется как точка пересечения этой прямой с прямой BQ, проходящей через точку C ($s = 1$). Докажем, что прямая LQ представляет собой шкалу скольжения.

Из некоторой точки окружности D опустим перпендикуляр DA'' на диаметр OA и через точку O проведем касательную к окружности OT, которая будет параллельна DA''.

Согласно изложенному выше, отношение отрезков (рис. 26-5) $C''B''/DB'' = p_{эл\,2}/P_{эм} = sP_{эм}/P_{эм}$, т. е.

$$s = C''B''/DB''. \tag{26-23}$$

Рассмотрим треугольники, образованные линиями рис. 26-5.

Как опирающиеся на общие дуги окружности, равны следующие углы: $\angle C''OB'' = \angle QBR = \alpha$, $\angle DBO = \angle TOD = \beta$, $\angle DOC = \angle DBC = \psi$. Кроме того, как накрест лежащие, равны углы: $\angle TOD = \angle ODA'' = \beta$, $\angle RBQ = \angle LQB = \alpha$, $\angle RBM = \angle BML = \psi + \alpha$. Вследствие этого подобны треугольники:

$$\triangle C''OB'' \sim \triangle BQL, \quad \triangle DOB'' \sim \triangle MBL$$

и

$$\left.\begin{aligned} C''B''/OB'' &= LB/QL; \\ OB''/DB'' &= ML/LB. \end{aligned}\right\} \tag{26-24}$$

Перемножая эти пропорции и учитывая равенство (26-23), получаем

$$s = ML/QL. \tag{26-25}$$

Таким образом, скольжение для данной точки круговой диаграммы D определяется отношением отрезка ML, отсекаемого на прямой QL лучом BD, проведенным из точки B в точку D, к длине отрезка QL. Для точки O диаграммы будет $ML = 0$, а для точки C будет $ML = QL$. Следовательно, в точке L будет $s = 0$, а в точке Q будет $s = 1$. Соответственно этому на прямую QL можно нанести шкалу скольжения. Шкалу QL можно перемещать параллельно самой себе и тем самым менять ее масштаб. В частности, для более точного определения малых значений s, соответствующих нормальным режимам работы, шкалу QL следует передвинуть влево.

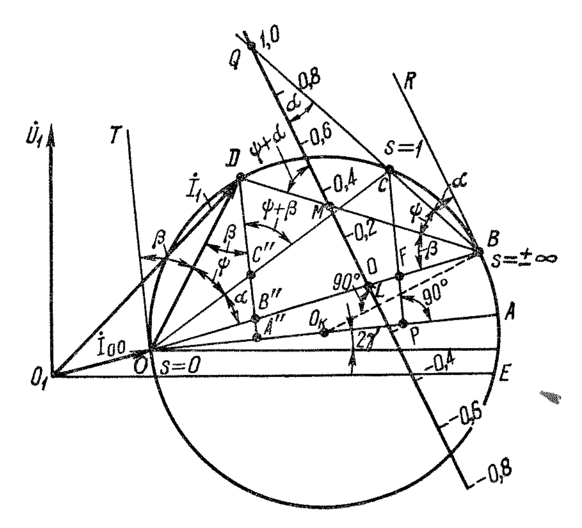


Рис. 26-5. Построение шкалы скольжения на круговой диаграмме

Опустим также из точки C перпендикуляр CP на диаметр OA. Тогда треугольники $C''OB''$ и COF будут подобны и, следовательно,

$$C''B''/OB'' = CF/OF.$$

Из этой пропорции и первой из пропорций (26-24) следует, что

$$LB/QL = CF/OF,$$

откуда

$$QL = \frac{LB \cdot OF}{CF}.$$

Подставив это значение QL в (26-25) и умножив обе части равенства (26-25) на 100, получим

$$s_{\%} = ML\,\frac{100 \cdot CF}{LB \cdot OF}.$$

Предположим, что все отрезки измеряются в сантиметрах. Тогда из последнего равенства следует, что длина отрезка ML выражает s в процентах, если выбрать

$$LB = 100\,\frac{CF}{OF}. \tag{26-26}$$

Подобная рекомендация содержится в ГОСТ 7217—66.

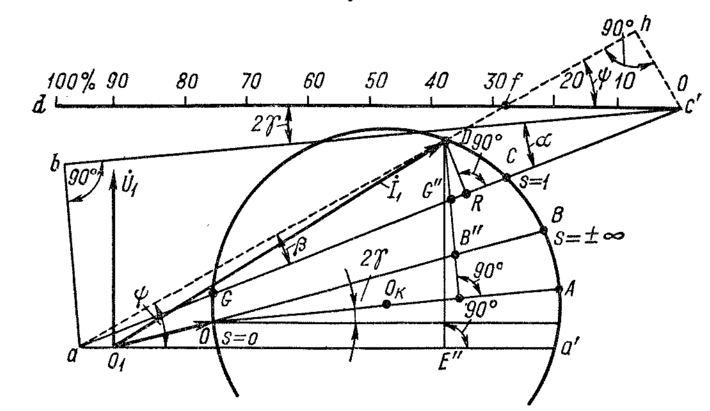


Рис. 26-6. Построение шкалы к. п. д. на круговой диаграмме

Шкала к. п. д. Произведем на круговой диаграмме (рис. 26-6) следующие построения: 1) удлиним линию полезной мощности на валу влево до пересечения с горизонтальной осью или ее продолжением в точке a и вправо до некоторой точки c'; 2) проведем линию $c'b$, параллельную диаметру OA, и линию $c'd$, параллельную горизонтальной оси; 3) восстановим перпендикуляры из точки a

к линии bc' и из некоторой точки D на круговой диаграмме к линии ac'; 4) из точки a через точку D проведем прямую и спустим на нее перпендикуляр $c'h$ из точки c'.

Отрезок DE'' представляет собой первичную мощность двигателя P_1, а отрезок DG'' — полезную мощность P_2. Поэтому к. п. д.

$$\eta = DG''/DE''.$$

На рис. 26-6 имеются три пары подобных прямоугольных треугольников: 1) $\triangle DG''R \sim \triangle c'ab$, поскольку $\angle ac'b = \angle G''DR = \alpha$ как углы с взаимно перпендикулярными сторонами; 2) $\triangle DRa \sim \sim \triangle c'ha$, поскольку $\angle DaR = \beta$ у них общий; 3) $\triangle DE''a \sim \triangle c'hf$,

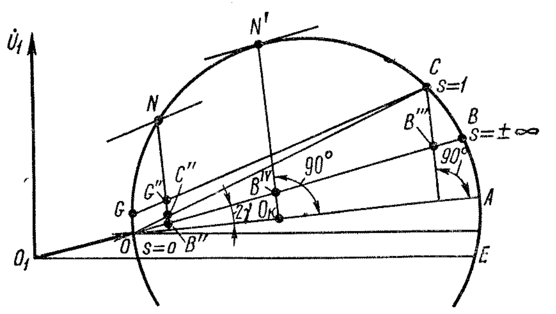


Рис. 26-7. Определение на круговой диаграмме номинальной точки и кратностей максимального и пускового моментов

поскольку $\angle DaE'' = \angle c'fh = \psi$ как смежные углы у параллельных прямых aa' и dc'.

Из подобия этих треугольников вытекают пропорции:

$$\frac{DG''}{DR} = \frac{ac'}{bc'}; \quad \frac{DR}{Da} = \frac{hc'}{ac'}; \quad \frac{Da}{DE''} = \frac{c'f}{hc'}.$$

Перемножив эти пропорции, получим

$$\eta = DG''/DE'' = c'f/bc'. \tag{26-27}$$

Поэтому если при построении отложить отрезок $dc' = bc'$ и принять его за 100%, то отрезок $c'f$ определит значение к. п. д. Максимальное значение к. п. д. определяется касательной к окружности из точки a до пересечения со шкалой $c'd$.

Номинальная точка, перегрузочная способность и кратность пускового момента. Точку N на круговой диаграмме, соответствующую номинальному режиму работы двигателя, найдем (рис. 26-7), если отложим от линии полезной мощности GC перпендикулярно диаметру OA отрезок

$$NG'' = P_{н}/m_p.$$

Можно также откладывать в этом же направлении от линии механической мощности OC отрезок

$$C''N = \frac{p_{н} + p_{мх} + p_{д}}{m_p}.$$

Аналогичным образом можно найти на круговой диаграмме точки, соответствующие любым заданным значениям мощности.

Отрезок NB'' на рис. 26-7 в масштабе моментов равен электромагнитному моменту при номинальном режиме $M_{н}$, а отрезок CB''' — пусковому моменту $M_{п}$ при пуске с $U_1 = U_{н}$. Максимальный электромагнитный момент M_m определяется отрезком $N'B^{IV}$, который найдем, если проведем к окружности касательную, параллельную OB, и из точки касания N' опустим перпендикуляр на диаметр OA. Перегрузочная способность двигателя, или кратность максимального момента,

$$k_m = M_m/M_{н} = N'B^{IV}/NB'' \qquad (26\text{-}28)$$

и кратность пускового момента

$$k_{п} = M_{п}/M_{н} = CB'''/NB''. \qquad (26\text{-}29)$$

§ 26-3. Построение круговой диаграммы по данным опытов холостого хода и короткого замыкания

Построение круговой диаграммы по расчетным данным не представляет большого труда, так как при проектировании машины определяются также ее параметры, и поэтому по приведенным выше соотношениям можно рассчитать все величины, определяющие вид круговой диаграммы, ее положение относительно осей и ее характерные точки, диаметр $D_{к}$, угол γ и значения первичных токов I_{00}, $I_{1к}$, $I_{1\infty}$, соответствующих скольжениям $s = 0$, 1, ∞. Построение круговой диаграммы по опытным данным производится на основе опытов холостого хода и короткого замыкания. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Опыт холостого хода производится при работе машины двигателем на холостом ходу, без нагрузки на валу. При этом измеряется первичная мощность холостого хода P_0 и ток холостого хода $I_{10} = I_0$ при различных значениях приложенного к обмотке статора напряжения U_1 (здесь имеются в виду фазные значения U_1 и I_0). По этим данным рассчитывается

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{m_1 I_{10} U_1},$$

и величины P_0, I_0 и $\cos\varphi_0$ откладываются в функции U_1 в виде кривых (рис. 26-8). Отметим, что у нормальных серийных асинхронных двигателей при $U_1 = U_{н}$ ток $I_0 = (0{,}25 \div 0{,}5) I_{1н}$ и $\cos\varphi_0 = 0{,}09 \div 0{,}18$.

При реальном холостом ходе $s \neq 0$, и поэтому требуется найти точку идеального холостого хода $s = 0$.

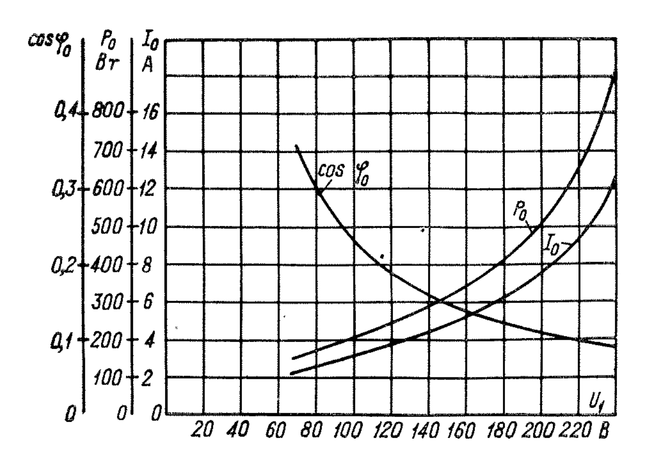


Рис. 26-8. Характеристика холостого хода асинхронного двигателя типа А71-6 мощностью 14 кВт, 220/380 В, 51,0/29,6 А, $\cos\varphi = 0{,}83$, к. п. д. 87%

Вычитая из P_0 электрические потери в первичной обмотке $p_{эл1}$ для каждого значения U_1, находим сумму магнитных $p_{мг}$ и механических потерь $p_{мх}$:

$$p_{мг} + p_{мх} = P_0 - m_1 I_0^2 r_1.$$

В условиях опыта $n \approx \text{const}$, и поэтому также $p_{мх} = \text{const}$, в то время как величина $p_{мг}$ пропорциональна U_1^2. Построив кривую (рис. 26-9)

$$p_{мг} + p_{мх} = f(U_1^2),$$

которая вследствие изложенного должна представлять собой прямую линию, и продолжив ее до оси ординат, определим $p_{мх}$ и $p_{мг}$ для $U_1 = U_{н}$. Если на круговой диаграмме (рис. 26-10) в масштабе мощности отложить $P_0 - p_{мх}$, провести горизонтальную прямую OE и засечь эту прямую из точки O_1 радиусом $O_1O = I_{00}$, то найдем точку идеального, или синхронного ($s = 0$), холостого хода O. При этом делается оправдывающееся с большой точностью допущение, что токи реального и идеального холостого хода равны.

Отметим, что при малых U_1 кривая $p_{мг} + p_{мх}$ (рис. 26-9) может отклоняться от прямой вверх, так как при малых напряжениях

механические потери составляют для двигателя относительно большую нагрузку и поэтому скольжение будет значительно увеличиваться. При этом становятся заметными по значению потери в обмотке ротора, которые при указанных построениях принимаются равными нулю. Этот участок кривой при экстраполяции следует исключить из внимания.

При холостом ходе сдвиг фаз между E_1 и I_0 с большой точностью составляет 90°. Поэтому (см. рис. 24-8)

$$\sin\gamma = I_0 r_1/U_1$$

и

$$\sin 2\gamma = 2I_0 r_1/U_1. \qquad (26\text{-}30)$$

Соотношение (26-30) позволяет определить направление диаметра OA (рис. 26-11).

Опыт короткого замыкания производится при замкнутой накоротко вторичной обмотке и заторможенном роторе, для чего вал ротора надлежащим образом закрепляется. При этом измеряются первичная мощность $P_к$ и первичный фазный ток

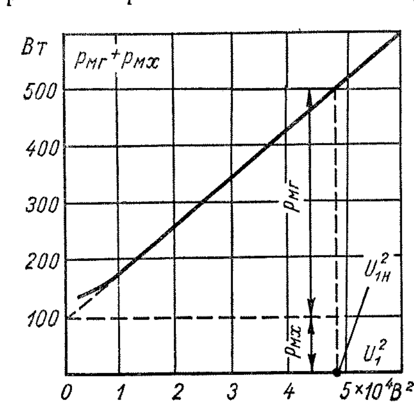


Рис. 26-9. Разделение магнитных и механических потерь асинхронного двигателя

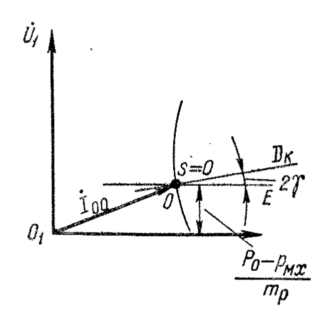


Рис. 26-10. Нахождение на круговой диаграмме точки $s = 0$

$I_{1к}$ для нескольких значений первичного напряжения U_1. При постоянных параметрах зависимость $I_{1к} = f(U_1)$ представляет собой прямую, зависимость $P_к = f(U_1)$ — квадратичную параболу, а $\cos\varphi_к = \text{const}$.

Во избежание возникновения больших токов и перегрева обмоток опыт короткого замыкания обычно производится при пониженном напряжении, так что $I_{1к} \leqslant (1{,}0 \div 1{,}2) I_{1н}$. При номинальном напряжении значения тока и мощности короткого замыкания

будут:

$$\left.\begin{aligned} I_{к.\,н} &= I_{1к}\frac{U_{1н}}{U_1};\\ P_{к.\,н} &= P_к\frac{U_{1н}^2}{U_1^2} = P_к\frac{I_{к.\,н}^2}{I_{1к}^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (26\text{-}31)$$

где $I_{1к}$, $P_к$ и U_1 соответствуют одному из произведенных замеров или одной из точек характеристик $I_{1к} = f(U_1)$, $P_к = f(U_1)$. Чтобы исключить ошибки случайного характера, величины $I_{1к}$, $P_к$ и U_1 рекомендуется брать из построенных графиков или характеристик.

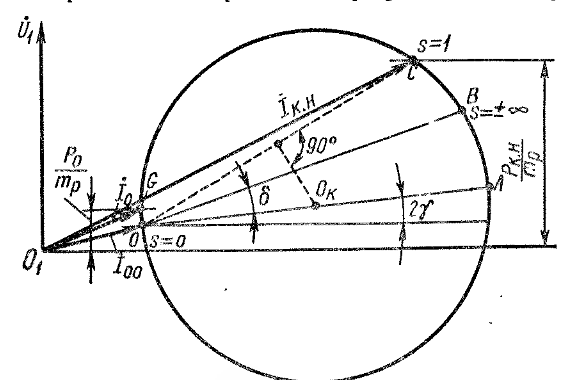


Рис. 26-11. Построение круговой диаграммы по опытным данным

Построение диаграммы (рис. 26-11). Сначала на диаграмме строится точка $s = 0$ согласно изложенному выше. Затем в масштабе мощности откладывается $P_{к.\,н}$ и проводится горизонтальная линия, которая засекается из точки O_1 радиусом, равным в масштабе тока значению $I_{к.\,н}$. Точка пересечения C при этом представляет собой точку $s = 1$ круговой диаграммы. Соединив точки O и C прямой, к середине хорды окружности восстанавливаем перпендикуляр. Точка пересечения перпендикуляра с направлением диаметра OA определяет центр окружности $O_к$. После этого радиусом $O_к O$ можно начертить окружность тока.

Согласно рис. 26-2, угол δ между диаметром OA и линией электромагнитной мощности OB определяется равенством

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{c_1^2 r'_{к2} - c_1^2 r'_2}{c_1^2 x'_{к2}}$$

или на основании выражений (26-3) и (26-10)

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{m_i D_к (c_1 r_1 \cos\gamma - c_1 x_{\sigma 1}\sin\gamma)}{U_1} \approx \frac{m_i D_к r_1}{U_1}. \qquad (26\text{-}32)$$

Здесь имеется в виду, что диаметр $D_к$ выражен в единицах длины.

По ГОСТ 7217—66 прямая OB (рис. 26-11) проводится по отношению к диаметру OA под углом δ, определяемым приближенным равенством (26-32).

Точку реального холостого хода G на круговой диаграмме получим, если отложим от горизонтальной оси значение мощности холостого хода P_0 при $U_1 = U_н$ в масштабе мощности и проведем горизонтальную линию до пересечения с окружностью (рис. 26-11). Этим построение круговой диаграммы заканчивается, и можно приступить к определению искомых величин согласно изложенному в § 26-2.

§ 26-4. Оценка точности и применение круговой диаграммы

Как уже отмечалось, круговая диаграмма верна при условии постоянства параметров машины. В действительности при изменении режима работы эти параметры изменяются, так как: 1) с увеличением токов в обмотках вследствие увеличения потоков рассеяния увеличивается насыщение коронок и тела зубцов, в результате чего индуктивные сопротивления рассеяния $x_{\sigma 1}$ и $x'_{\sigma 2}$ уменьшаются; 2) с увеличением скольжения и частоты вторичного тока под влиянием поверхностного эффекта сопротивление r'_2 увеличивается, а $x'_{\sigma 2}$ уменьшается.

Влияние поверхностного эффекта при $f_1 = 50$ Гц в диапазоне скольжения $0 < |s| < 1$ становится заметным и должно быть принято во внимание, когда высота медных стержней короткозамкнутой и фазной обмоток ротора превышает 10 мм, а высота алюминиевых стержней — 14 мм. У нормальных короткозамкнутых асинхронных двигателей мощностью более 0,5 кВт с целью увеличения пускового момента (см. § 25-2) высота стержней выбирается всегда выше этих размеров. В двигателях с фазным ротором мощностью более 100 кВт обмотка ротора выполняется стержневой и размеры стержней при этом также получаются выше указанных размеров. Поэтому в нормальных асинхронных машинах в большинстве случаев необходимо считаться с заметным влиянием поверхностного эффекта.

Влияние насыщения зубцовой зоны в нормальных асинхронных машинах начинает заметно сказываться при $I > (1{,}5 \div 2)\ I_н$. При открытых пазах это влияние меньше, чем при полуоткрытых и полузакрытых. В зависимости от формы пазов индуктивные сопротивления рассеяния при коротком замыкании с $U_1 = U_{1н}$ уменьшаются в 1,15—1,4 раза по сравнению с их значениями при $I = I_н$. При критическом скольжении $I = (2{,}5 \div 3{,}5)\ I_н$ и $x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}$ в 1,1—1,2 раза меньше, чем при $I = I_н$.

В связи с изложенным следует отметить, что постоянство параметров соблюдается только в весьма малых асинхронных машинах,

мощностью примерно 100—200 Вт и ниже, так как насыщение и размеры стержней в таких машинах малы. В нормальных же асинхронных машинах параметры практически постоянны только в пределах нормальных и близких к ним рабочих режимов, когда $I \leqslant (1{,}0 \div 1{,}5)\ I_н$ и $s \leqslant 0{,}05 \div 0{,}08$. Поэтому для этих машин круговая диаграмма верна только в области нормальных рабочих режимов.

В программу типовых испытаний вновь изготовленных асинхронных двигателей на электромашиностроительных заводах входит проверка гарантированных значений: 1) к. п. д., $\cos\varphi_1$ и s при номинальной нагрузке; 2) максимального момента и 3) для короткозамкнутых двигателей — пускового момента и пускового тока при $U_1 = U_н$. Таким испытаниям подвергаются первые образцы машин новой серии и машины с измененной конструкцией, а также периодически отдельные машины из числа выпускаемых серийно. Для двигателей с $P_н \leqslant 100$ кВт ГОСТ 7217—66 предписывает определение указанных величин непосредственно из соответствующих опытов, а для машин с $P_н > 100$ кВт допускается определение этих величин с помощью круговых диаграмм, которые строятся в соответствии с изложенным в § 26-3.

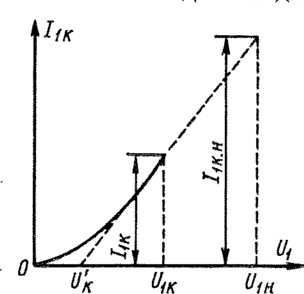


Рис. 26-12. Характеристика короткого замыкания асинхронного двигателя

Для определения к. п. д., $\cos\varphi_1$ и s при $P = P_н$ строится круговая диаграмма по данным опыта холостого хода и опыта короткого замыкания до $I_{1к} = I_{1н}$. Данные последнего опыта пересчитываются на $U_1 = U_н$ (см. § 26-3).

Если размеры стержней ротора больше указанных выше, то опыт короткого замыкания производится при частоте $f_1 \approx 5$ Гц, чтобы исключить влияние поверхностного эффекта на параметры двигателя. Данные опыта при этом пересчитываются на частоту $f_1 = f_{1н} = 50$ Гц.

Для получения более точных результатов ГОСТ 7217—66 предусматривает определение к. п. д. не по шкале к. п. д., а расчетом по отдельным потерям. При этом из круговой диаграммы определяются только величины P_1, I_1 и s, а $p_{мх}$ и $p_{мг}$ при $U = U_{1н}$ находятся по данным опыта холостого хода, как было указано в § 26-3. Рассчитав потери в первичной обмотке

$$p_{эл1} = m_1 I_1^2 r_1,$$

находим электромагнитную мощность

$$P_{эм} = P_1 - p_{эл1} - p_{мг}$$

и электрические потери во вторичной цепи

$$p_{\text{эл}2} = sP_{\text{эм}}.$$

Добавочные потери при номинальной нагрузке принимаются равными $0{,}005\,P_1$, а для других нагрузок пересчитываются пропорционально квадрату первичного тока. Затем вычисляется к. п. д. по формуле (24-77).

Для определения M_m опыт короткого замыкания производится при $I_{1\text{к}} = (2{,}3 \div 3{,}0)\,I_{1\text{н}}$, а при необходимости также и при $f_1 = 5$ Гц, причем данные пересчитываются на $U_1 = U_{1\text{н}}$ и $f_1 = f_{1\text{н}}$ так же, как и в предыдущем случае. Более подробные указания о построении круговых диаграмм во всех этих случаях содержатся в ГОСТ 7217—66.

Для определения начального пускового момента и пускового тока производится опыт короткого замыкания при номинальной частоте до значений $I_{1\text{к}} = (2{,}5 \div 3{,}0)\,I_{1\text{н}}$ и строится характеристика $I_{1\text{к}} = f(U_1)$ (рис. 26-12). Если эта характеристика из-за влияния насыщения будет нелинейной, то проводится прямая, касательная к верхнему участку снятой характеристики, и предполагается, что при дальнейшем увеличении I_1 характеристика идет вдоль этой прямой (штриховая линия на рис. 26-12). Величина $I_{1\text{к}}$ при $U_1 = U_{1\text{н}}$ определяется (см. рис. 26-12) по формуле

$$I_{1\text{к.н}} = \frac{U_{1\text{н}} - U'_\text{к}}{U_{1\text{к}} - U'_\text{к}}\, I_{1\text{к}}, \qquad (26\text{-}33)$$

а мощность короткого замыкания при $U_1 = U_{1\text{н}}$ — по формуле

$$P_{1\text{к.н}} = \left(\frac{U_{1\text{н}} - U'_\text{к}}{U_{1\text{к}} - U'_\text{к}}\right)^2 P_{1\text{к}} = \left(\frac{I_{1\text{к.н}}}{I_{1\text{к}}}\right)^2 P_{1\text{к}}, \qquad (26\text{-}34)$$

где значение $P_{1\text{к}}$ соответствует току $I_{1\text{к}}$.

Начальный пусковой момент при $U_1 = U_{1\text{н}}$

$$M_{\text{п.н}} = \left(\frac{I_{1\text{к.н}}}{I_{1\text{к}}}\right)^2 M_\text{к}, \qquad (26\text{-}35)$$

где $M_\text{к}$ — измеренное или рассчитанное значение момента в опыте короткого замыкания при $I_1 = I_{1\text{к}}$. Расчетное значение $M_\text{к}$ определяется по электромагнитной мощности в опыте короткого замыкания, для чего из $P_{1\text{к}}$ вычитаются потери в первичной обмотке и в стали при $U_1 = U_{1\text{к}}$.

§ 26-5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Рабочими характеристиками асинхронного двигателя называют зависимости потребляемой мощности P_1, первичного тока I_1, коэффициента мощности $\cos\varphi_1$, момента на валу M_2, скольжения s и к. п. д. η от полезной мощности P_2 при работе с номинальным

напряжением и частотой. Рабочие характеристики позволяют находить все основные величины, определяющие режим работы двигателя при различных нагрузках. Эти характеристики можно построить по расчетным данным при проектировании двигателя, по данным непосредственной нагрузки двигателя или по данным круговой диаграммы, построенной на основе опытов холостого хода и короткого замыкания.

При пользовании круговой диаграммой задаемся рядом значений мощности на валу, например $P_2 = 0{,}25P_\text{н}$, $0{,}5P_\text{н}$, $0{,}75P_\text{н}$, $1{,}25P_\text{н}$, и, согласно изложенному в § 26-2, находим соответствующие этим мощностям точки круговой диаграммы, после чего с помощью диаграммы можно найти все необходимые величины, характеризующие работу двигателя. Если известны параметры двигателя, то можно воспользоваться схемой замещения и, задавшись рядом значений скольжения в ожидаемых пределах его изменения, рассчитать сначала токи, а затем по приведенным в предыдущих главах соотношениям все другие величины.

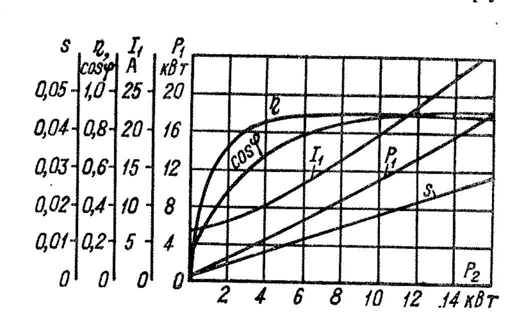


Рис. 26-13. Рабочие характеристики асинхронного двигателя мощностью 15 кВт

На рис. 26-13 изображены рабочие характеристики асинхронного двигателя мощностью 15 кВт. При $P_2 = 0$ значения I_1 и $\cos\varphi_1$ соответствуют режиму холостого хода.

Глава двадцать седьмая

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ВЫТЕСНЕНИЕМ ТОКА В ОБМОТКЕ РОТОРА

§ 27-1. Глубокопазные двигатели

Устройство и принцип работы.

В § 25-2 было выяснено, что для достижения хорошего к. п. д. асинхронные двигатели должны иметь малое скольжение ($s_\text{н} \approx 0{,}02 \div 0{,}05$), в соответствии с чем активное сопротивление обмоток ротора r_2 у них должно быть достаточно мало. Однако,

как было установлено там же, пусковой момент двигателя с таким сопротивлением обмотки ротора будет значительно меньше номинального. Это исключает возможность пуска таких двигателей с короткозамкнутым ротором под нагрузкой, а искажение кривой момента под воздействием высших гармоник поля может вызвать затруднения даже при пуске с небольшой нагрузкой. Для получения достаточного пускового момента необходимо увеличить r_2. Таким образом, возникает задача создания таких асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, у которых активное сопротивление обмотки ротора при пуске достаточно велико и уменьшается при переходе к нормальному режиму работы. Эту задачу решают путем использования эффекта вытеснения тока в обмотке ротора, применяя обмотку специальной конструкции.

Одной из разновидностей таких двигателей являются двигатели с глубокими пазами на роторе (рис. 27-1, *а*) и высокими (30—60 мм) стержнями беличьей клетки. Вытеснение тока в стержнях клетки происходит в результате действия э. д. с., индуктируемых пазовыми потоками рассеяния Φ_σ. Можно представить себе, что стержень (рис. 27-1, *а*) состоит из множества волокон, включенных параллельно. Нижние волокна охватываются большим, а верхние волокна — малым числом линий потока Φ_σ. При пуске, когда частота в роторе велика ($f_2 = f_1$), в нижних волокнах стержня индуктируется бо́льшая э. д. с. самоиндукции, чем в верхних, и плотность тока распределяется по высоте проводника весьма неравномерно (рис. 27-1, *б*). Можно также сказать, что такое неравномерное распределение тока обусловлено тем, что нижние волокна стержня имеют большее индуктивное сопротивление, чем верхние. Таким образом, ток в стержне вытесняется по направлению к воздушному зазору, что, в сущности, и есть проявление поверхностного эффекта в проводниках, утопленных в ферромагнитную среду.

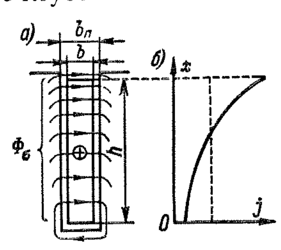


Рис. 27-1. Форма паза ротора глубокопазного двигателя и распределение плотности тока в стержне при пуске

Под влиянием вытеснения тока, или поверхностного эффекта, активное сопротивление стержня при пуске двигателя становится большим.

Несколько упрощенно можно представить себе, что при пуске работает только верхняя часть стержня и его рабочее сечение уменьшается. Одновременно при вытеснении тока уменьшается также индуктивное сопротивление рассеяния стержня, так как

поток Φ_σ в нижней части стержня вследствие уменьшения в ней тока ослабляется. В результате увеличения при пуске активного сопротивления стержня $r_{ст}$ и уменьшения его сопротивления рассеяния $x_{\sigma ст}$ уменьшается угол сдвига фаз ψ_2 между э. д. с. стержня, индуктируемой вращающимся полем, и током стержня, что и приводит к увеличению пускового момента.

По мере разбега двигателя при его пуске частота тока в роторе уменьшается и по достижении номинальной скорости вращения становится весьма малой ($f_2 = s_н f_1 \leq 1 \div 3$ Гц). При этом э. д. с., индуктируемые потоком Φ_σ, становятся малыми, явление вытеснения тока практически исчезает и ток распределяется равномерно по сечению стержня. Активное сопротивление стержня при этом становится малым, и двигатель работает с хорошим к. п. д.

Параметры беличьей клетки. Вытеснение тока практически происходит только в той части обмотки ротора, которая расположена в пазах. Поэтому выражения для активного сопротивления ротора r'_2 и его индуктивного сопротивления рассеяния $x'_{\sigma 2}$ можно представить в виде

$$r'_2 = k_r r'_{2п} + r'_{2л}; \quad x'_{\sigma 2} = k_x x'_{2п} + x'_{2л}, \tag{27-1}$$

где $r'_{2п}$ и $x'_{2п}$ — сопротивления пазовой части обмотки при равномерном распределении тока по сечению стержня; $r'_{2л}$, $x'_{2л}$ — сопротивления лобовых частей обмотки; k_r, k_x — коэффициенты, учитывающие изменение сопротивлений под влиянием вытеснения тока. Отметим, что значения x в выражениях (27-1) соответствуют частоте $f_2 = f_1$.

Задачу о вытеснении тока в стержне глубокого паза впервые рассмотрел Ф. Эмде. Анализ вопроса показывает, что

$$\left.\begin{aligned} k_r &= \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \\ k_x &= \frac{3}{2\xi} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}, \end{aligned}\right\} \tag{27-2}$$

где

$$\xi = h/h_{пр}, \tag{27-3}$$

причем

$$h_{пр} = \sqrt{\frac{2}{\mu\gamma\omega}} \tag{27-4}$$

представляет собой так называемую *эквивалентную глубину проникновения* тока при поверхностном эффекте.

Для приведения выражения (27-3) к виду, используемому на практике, введем в равенство (27-4) вместо удельной проводимости стержня γ его удельное сопротивление ρ и учтем, что неполное заполнение паза по ширине проводником эквивалентно увеличению ρ в $b_п/b$ раз (см. рис. 27-1). Подставив также $\omega = s\omega_1 = 2\pi s f_1$ и $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Г/м, вместо (27-3) получим

$$\xi = 2\pi \cdot 10^{-3} h \sqrt{\frac{sf_1}{10\rho} \frac{b}{b_п}}. \quad (27\text{-}5)$$

Обмотка ротора глубокопазного двигателя обычно не имеет изоляции, и поэтому $b = b_п$. Для медных стержней при температуре 50°С имеем $\rho = 0{,}02$ Ом·мм²/м $= 0{,}02 \cdot 10^{-6}$ Ом·м. Если, кроме того, положить $f_1 = 50$ Гц и выразить в (27-5) h в сантиметрах, то для медного стержня

$$\xi = 2\pi \cdot 10^{-3} \frac{h}{100} \sqrt{\frac{50s}{10 \cdot 0{,}02 \cdot 10^{-6}}}$$

или

$$\xi \approx h\sqrt{s}. \quad (27\text{-}6)$$

Таким образом, при $f_1 = 50$ Гц и $s = 1$ для медного стержня $\xi \approx h$, см. Удельное сопротивление литого алюминиевого стержня примерно в два раза больше, чем у меди, и поэтому для алюминия при тех же условиях

$$\xi \approx \frac{h}{1{,}41}\sqrt{s} = 0{,}71h\sqrt{s}. \quad (27\text{-}7)$$

Графики $k_r = \varphi(\xi)$ и $k_x = f(\xi)$ представлены на рис. 27-2.

При $\xi > 2$ можно пренебречь тригонометрическими функциями по сравнению с гиперболическими в выражениях (27-2) и положить $\operatorname{sh} 2\xi \approx \operatorname{ch} 2\xi$. Тогда вместо (27-2) имеем

$$k_r \approx \xi; \quad k_x \approx 3/(2\xi). \quad (27\text{-}8)$$

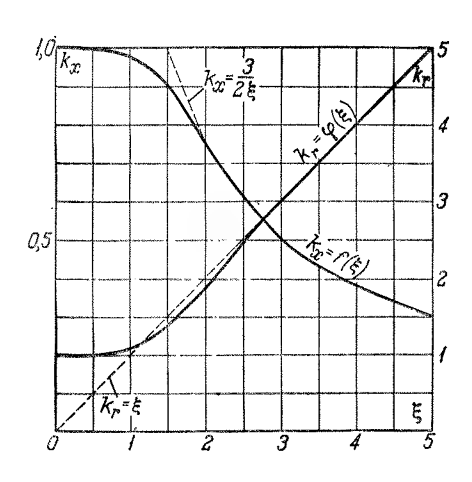


Рис. 27-2. Коэффициенты активного (k_r) и индуктивного (k_x) сопротивлений стержня глубокопазного двигателя

Зависимости (27-8) показаны на рис. 27-2 штриховыми линиями.

Из рис. 27-2 и соотношений (27-6) и (27-7) следует, что влияние вытеснения тока при $f_1 = 50$ Гц и $s = 1$ у медных стержней начинает практически проявляться при $h > 1{,}0$ см и у алюминиевых стержней при $h > 1{,}4$ см. Активное сопротивление медных стержней при $h = 5$ см и $f_1 = 50$ Гц во время пуска ($s = 1$) будет в $k_r = 5$ раз больше, а сопротивление рассеяния стержня в $1/k_x = 3{,}33$ раза меньше, чем в рабочем режиме.

Геометрическое место токов и характеристики. Схема замещения глубокопазного двигателя имеет обычный вид (см. рис. 24-6), и следует лишь учесть, что вторичные сопротивления в соответствии с соотношениями (27-1)—(27-8) являются функциями скольжения s. Все необходимые расчеты (определение токов, вращающих моментов и т. д.) могут быть выполнены согласно схеме замещения и по соотношениям, приведенным в предыдущих главах. Так как параметры ротора глубокопазного двигателя переменны, то геометрическое место его токов является не окружностью, а более сложной кривой (рис. 27-3). Однако участок этой кривой, соответствующий малым скольжениям (например, при медных стержнях с $h = 5$ см в области $-0{,}05 < s < 0{,}05$), с высокой точностью представляет собой дугу окружности. К. п. д. глубокопазных двигателей имеет такое же значение, как и к. п. д. двигателей с фазным или короткозамкнутым ротором без проявления вытеснения тока. Однако $\cos\varphi$ глубокопазных двигателей на 0,02—0,04 меньше, так как обмотка ротора вследствие глубокого ее утопления в сердечнике имеет повышенное сопротивление рассеяния. В связи с этим кратность максимального момента глубокопазных двигателей также несколько меньше. В то же время у глу-

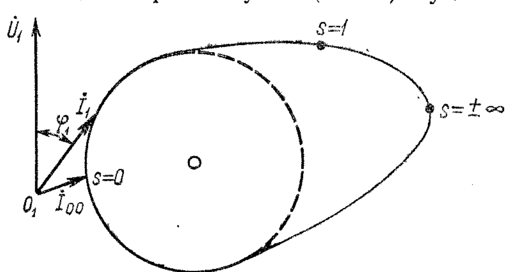


Рис. 27-3. Геометрическое место токов глубокопазного двигателя

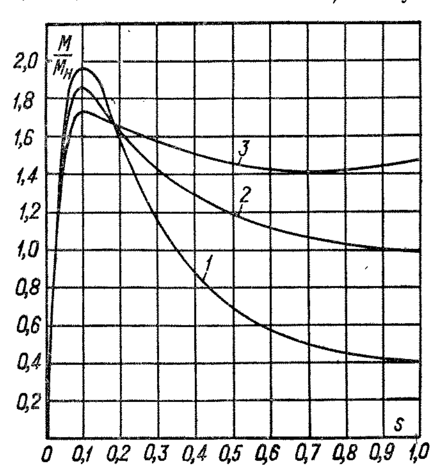


Рис. 27-4. Кривые моментов $M = f(s)$ асинхронных двигателей

1 — без вытеснения тока в обмотке ротора; 2 — глубокопазного; 3 — двухклеточного

бокопазных двигателей по сравнению с обычными двигателями кратность пускового момента больше, а кратность пускового тока меньше. Обычно у глубокопазных двигателей

$$k_{п}=\frac{M_{п}}{M_{н}}=1{,}0\div1{,}4;\quad k_{пi}=\frac{I_{п}}{I_{н}}=4{,}5\div6{,}0.$$

На рис. 27-4 изображены характерные кривые моментов $M = f(s)$ глубокопазного двигателя (кривая *2*) и двигателя без явления вытеснения тока в обмотке ротора (кривая *1*).

§ 27-2. Двухклеточные двигатели

Устройство и принцип работы. Двухклеточные двигатели имеют на роторе две короткозамкнутые беличьи клетки, одна из которых представляет собой так называемую п у с к о в у ю о б м о т к у, а вторая — р а б о ч у ю. Рабочая обмотка выполняется из медных стержней и размещается в нижних частях пазов, а пусковая обмотка изготовляется из латунных или бронзовых стержней и располагается в верхних частях пазов, ближе к воздушному зазору (рис. 27-5, *а* слева). Сечение стержней пусковой обмотки может быть несколько меньше, чем у рабочей обмотки. Однако сечение и теплоемкость стержней пусковой обмотки должны быть достаточно велики, чтобы предотвратить чрезмерный нагрев этой обмотки при пуске. Иногда рабочую и пусковую обмотки размещают в отдельных пазах (рис. 27-5, *а* справа). В связи со сказанным активное сопротивление пусковой обмотки $r_{п}$ обычно в 2—4 раза больше активного сопротивления $r_{р}$ рабочей обмотки. Наоборот, индуктивное сопротивление рассеяния пусковой обмотки $x_{σп}$ в несколько раз меньше, чем $x_{σр}$ рабочей обмотки, поскольку последняя утоплена глубоко в стали сердечника ротора.

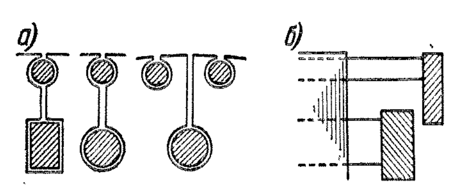


Рис. 27-5. Пазы (*а*) и короткозамыкающие кольца (*б*) ротора двухклеточного двигателя

Вращающееся магнитное поле двигателя индуктирует в обеих обмотках ротора одинаковые э. д. с.

При пуске вследствие большой частоты тока ротора индуктивное сопротивление рабочей обмотки относительно велико и значительно больше полного сопротивления пусковой обмотки. Поэтому при пуске нагружена током в основном только пусковая обмотка, и ввиду большого ее активного сопротивления двигатель развивает большой пусковой момент. При разбеге

двигателя частота тока ротора уменьшается, и при нормальной скорости вращения ($s = 0{,}02 \div 0{,}05$) индуктивные сопротивления рассеяния обмоток ротора будут в 20—50 раз меньше, чем при пуске. Поэтому в рабочем режиме активные сопротивления обмоток ротора значительно больше индуктивных и полные сопротивления обмотки определяются значениями активных сопротивлений. Вследствие этого при работе двигателя полное сопротивление рабочей обмотки значительно меньше, чем полное сопротивление пусковой, и током нагружена главным образом рабочая обмотка. Ввиду малости активного сопротивления этой обмотки двигатель имеет хороший к. п. д.

Таким образом, в двухклеточном двигателе при пуске происходит вытеснение тока ротора по направлению к воздушному зазору, как и в глубокопазном двигателе.

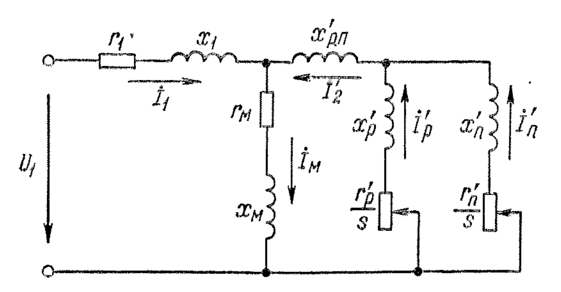


Рис. 27-6. Схема замещения двухклеточного двигателя

В пусковой обмотке двухклеточного двигателя при тяжелых условиях пуска (большой маховой момент приводимого агрегата и пуск под нагрузкой) выделяется большое количество теплоты, и эта обмотка при пуске соответственно удлиняется, в то время как рабочая обмотка при пуске остается холодной и не удлиняется. Поэтому во избежание нарушения сварных соединений стержней с торцевыми короткозамыкающими кольцами стержни пусковой и рабочей обмоток присоединяются к отдельным кольцам (рис. 27-5, *б*).

Двухклеточные двигатели были предложены М. О. Доливо-Добровольским еще в 1893 г., однако широкое практическое применение их началось на 25—30 лет позднее.

Схема замещения и ее параметры. Двухклеточный двигатель имеет две вторичные обмотки, и поэтому его схема замещения (рис. 27-6) содержит, подобно трехобмоточному трансформатору, две параллельно включенные вторичные цепи. Каждая из вторичных цепей имеет собственные активные сопротивления ($r'_{р}$, $r'_{п}$) и индуктивные сопротивления рассеяния ($x'_{р}$, $x'_{п}$). Кроме того, обе эти

цепи имеют общее индуктивное сопротивление рассеяния по отношению к первичной обмотке $x'_{р.\,п}$, которое обтекается суммой токов обеих вторичных обмоток

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}'_р + \dot{I}'_п.$$

Наличие этого сопротивления объясняется тем, что при протекании тока в одной или обеих вторичных обмотках в верхней части паза создается общий пазовый поток рассеяния, сцепляющийся

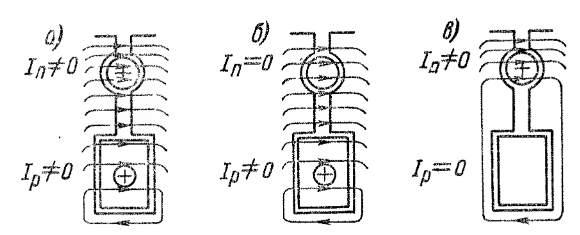


Рис. 27-7. Пазовые поля обмоток ротора двухклеточного двигателя

с обеими обмотками (рис. 27-7, *а*) и индуктирующий в каждой из них одинаковую э. д. с.

$$\dot{E}'_{р.\,п} = -\,jx'_{р.\,п}\,(\dot{I}'_р + \dot{I}'_п), \qquad (27\text{-}9)$$

пропорциональную сумме токов обеих вторичных обмоток. Этот поток является потоком рассеяния по отношению к первичной обмотке и потоком взаимной индукции по отношению к вторичным обмоткам.

Строгий в своей основе и удобный с практической точки зрения метод расчетно-теоретического определения параметров $x'_р$, $x'_п$ и $x_{р.\,п}$ заключается в следующем.

По картине пазового поля, создаваемого током рабочей обмотки (рис. 27-7, *б*), находится собственное потокосцепление стержня рабочей обмотки $\Psi_р$ и взаимное потокосцепление со стержнем пусковой обмотки $\Psi_{п.\,р}$. Отношения

$$L_р = \Psi_р / I_р; \quad M_{п.\,р} = \Psi_{п.\,р} / I_р$$

определяют собственную индуктивность стержня рабочей обмотки $L_р$ и взаимную индуктивность стержней рабочей и пусковой обмоток $M_{п.\,р}$ от пазового поля.

Аналогично по картине поля, создаваемого током пусковой обмотки (рис. 27-7, *в*), находится собственное потокосцепление пусковой обмотки $\Psi_п$ и взаимное потокосцепление стержней обеих обмоток $\Psi_{р.\,п}$, а также собственная индуктивность стержня пусковой обмотки

$$L_п = \Psi_п / I_п$$

и взаимная индуктивность стержней обеих обмоток

$$M_{р.\,п} = \Psi_{р.\,п} / I_п$$

от пазового поля.

Очевидно, что $M_{п.\,р} = M_{р.\,п}$.

Индуктивности рассеяния стержней рабочей и пусковой обмоток соответственно равны:

$$S_р = L_р - M_{п.\,р}; \quad S_п = L_п - M_{п.\,р}. \qquad (27\text{-}10)$$

Величины $L_р$, $L_п$ и $M_{п.\,р}$ можно рассчитать методом, аналогичным рассмотренному ранее (см. § 23-3) методу расчета пазового рассеяния. К значениям $S_р$, $S_п$ и $M_{р.\,п}$ необходимо прибавить соответствующие индуктивности от лобовых полей обмоток. Умножая найденные таким образом индуктивности на $\omega_1 = 2\pi f_1$ и на коэффициент приведения сопротивлений k [см. равенство (24-32)], получим индуктивные сопротивления $x'_р$, $x'_п$ и $x'_{п.\,р}$ схемы замещения рис. 27-6.

Из рис. 27-7, *б* и *в* следует, что пазовый поток пусковой обмотки значительно меньше пазового потока рабочей обмотки. Кроме того, из рис. 27-7, *в* видно, что поток пусковой обмотки создает почти одинаковое потокосцепление с обеими обмотками. Поэтому

$$L_п \approx M_{п.\,р},$$

в соответствии с выражениями (27-10) $S_п$ мало и

$$S_р \gg S_п.$$

По этой причине также

$$x'_р \gg x'_п,$$

и иногда при проектировании двухклеточных двигателей принимают

$$x'_п \approx 0.$$

Геометрическое место токов и характеристики. Эквивалентное активное сопротивление r двух параллельных ветвей вторичной цепи схемы замещения (рис. 27-6) представляет собой более сложную функцию скольжения, чем сопротивление вторичной цепи одноклеточного двигателя r'_2/s (рис. 24-6). Кроме того, и эквивалентное индуктивное сопротивление x этих ветвей (рис. 27-6) является функцией скольжения. Поэтому геометрическое место токов двухклеточного двигателя (рис. 27-8) существенным образом отличается от окружности. Однако в области малых скольжений и в области $s \approx 1$ концы векторов тока перемещаются по кривым, которые с большой точностью представляют собой дуги некоторых окружностей (рис. 27-8). Способы построения этих окружностей описываются в ряде руководств [1, 3, 5, 21].

Для к. п. д., $\cos \varphi$, максимального и пускового моментов и пускового тока в общем действительны замечания, сделанные в конце § 27-1 в отношении глубокопазного двигателя. Необходимо, однако, отметить, что при проектировании двухклеточных двигателей имеется возможность варьировать в определенных пределах сечения и удельные сопротивления стержней отдельных клеток, а также глубину утопления рабочей клетки. В связи с этим кратности пусковых моментов и токов у двухклеточных двигателей могут изменяться в более широких пределах. Обычно у двухклеточных двигателей

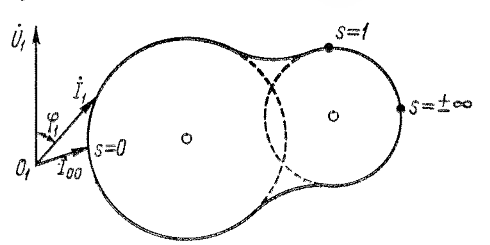


Рис. 27-8. Геометрическое место токов двухклеточного двигателя

$$k_п = M_п/M_н = 1{,}2 \div 2{,}0; \quad k_{пi} = I_п/I_н = 4{,}0 \div 6{,}0.$$

Характерный вид зависимости $M = f(s)$ двухклеточного двигателя представлен на рис. 27-4 (кривая *3*).

§ 27-3. Другие разновидности асинхронных двигателей с вытеснением тока. Асинхронные двигатели отечественного производства

Из числа других конструктивных вариантов двигателей с вытеснением тока наряду с рассмотренными в § 27-1 и 27-2 наибольшее распространение получили двигатели с колбовидной и трапецеидальной формой пазов (рис. 27-9). Форма выполнения короткозамкнутых колец при колбовидной форме пазов показана на рис. 27-9 справа.

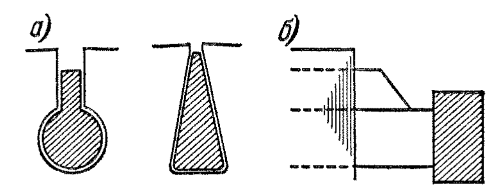
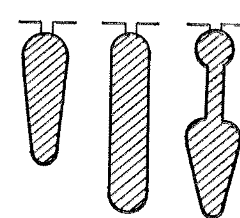


Рис. 27-9. Колбовидная (*а*) и трапецеидальная (*б*) формы сечения стержней роторов

Утолщение нижней части стержней (рис. 27-9, *б*) усиливает эффект изменения сопротивлений при вытеснении тока по сравнению с глубокопазным двигателем (см. рис. 27-1). Поэтому двигатели с пазами по схеме рис. 27-9 приближаются по своим свойствам к двухклеточным двигателям. В то же время в технологическом отношении изготовление двигателей с пазами по схеме рис. 27-9 проще, чем двухклеточных. Наряду с двигателями с колбовидной и трапецеидальной формой паза для тяжелых условий пуска строятся также двухклеточные двигатели. Для двигателей с $P_н > 100$ кВт и $2p \geq 6$ обычно применяются роторы с глубокими пазами.

В двигателях с короткозамкнутым ротором при $2p = 2$ роторы часто приходится выполнять с круглыми пазами, так как небольшая высота ярма ротора не позволяет применять рассмотренные выше формы пазов. В этом случае короткозамыкающие кольца на обоих торцах ротора охватываются массивными стальными кольцами. При пуске токи в короткозамыкающих кольцах индуктируют в стальных кольцах большие токи, и в стальных кольцах возникают значительные потери. Это эквивалентно увеличению активного сопротивления вторичной обмотки, что приводит к увеличению пускового момента. В рабочем же режиме вследствие малой частоты токи, индуктируемые в стальных кольцах, незначительны. Поэтому такие двигатели по своим свойствам приближаются к глубокопазным.


Рис. 27-10. Формы пазов роторов двигателей с заливкой алюминием

В асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором мощностью 100—150 кВт и ниже обмотка ротора выполняется путем заливки алюминием. При этом с целью использования явления вытеснения тока и улучшения пусковых характеристик применяются вытянутые в радиальном направлении пазы той или иной формы (рис. 27-10), которые заливаются алюминием по всему сечению. Одновременно отливаются также короткозамыкающие кольца с вентиляционными крылышками.

В связи с изложенным необходимо отметить, что во всех изготовляемых в СССР асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором мощностью от 500—600 Вт и выше используется явление вытеснения тока, и поэтому, а также вследствие насыщения путей потоков рассеяния такие двигатели обладают переменными параметрами и для них круговая диаграмма токов действительна только в пределах нормальных рабочих режимов. В двигателях мощностью в несколько десятков ватт и ниже размеры пазов ротора получаются настолько малыми, что использование эффекта вытеснения тока в них обычно невозможно. Такие двигатели, кроме того, имеют малое насыщение участков магнитной цепи, вследствие чего они обладают постоянными параметрами и для них круговая диаграмма действительна в полной мере.

В СССР асинхронные двигатели изготовляются в виде унифицированных серий. Наиболее массовым является выпуск двигателей общепромышленного назначения с номинальными мощностями

0,6—100 кВт. В течение ряда послевоенных лет на такие мощности в СССР выпускались двигатели с короткозамкнутым ротором серии А и АО, а в настоящее время выпускаются двигатели модернизированной серии А2 и АО2 с улучшенными технико-экономическими показателями (А и А2 — защищенного исполнения, АО и АО2 — закрытого обдуваемого исполнения). Двигатели этой серии охватывают 9 габаритов, от 1-го до 9-го, с наружными диаметрами сердечников статора от 133 до 458 мм, с несколькими длинами в каждом габарите. Двигатели 1—5-го габаритов выпускаются только в закрытом исполнении. Роторы всех двигателей серии имеют алюминиевую заливку. Тип АО2-72-4, например, означает: трехфазный короткозамкнутый двигатель серии АО2 (закрытое обдуваемое исполнение), 7-го габарита и 2-й длины, с 4 полюсами. В качестве примера в табл. 27-1 приводятся номинальные и некоторые другие данные ряда асинхронных двигателей.

Таблица 27-1

Данные асинхронных двигателей

Тип	$P_н$, квт	$U_{л.н}$, В	$n_н$, об/мин	$\eta_н$	$\cos\varphi_н$	$\frac{I_п}{I_н}$	$\frac{M_п}{M_н}$	$\frac{M_m}{M_н}$	Масса, кг
С короткозамкнутым ротором									
АО2-11-4	0,6	220/380	1360	0,72	0,76	7,0	1,8	2,2	15
АО2-11-6	0,4	220/380	915	0,68	0,65	6,5	1,8	2,2	15
АО2-41-4	4,0	220/380	1440	0,86	0,85	7,0	1,5	2,0	55
АО2-41-6	3,0	220/380	955	0,83	0,78	6,5	1,3	1,8	55
АО2-71-4	22	220/380	1450	0,90	0,90	7,0	1,2	2,0	208
АО2-71-8	13	220/380	725	0,89	0,84	7,0	1,1	1,7	200
АО2-92-4	100	220/380	1480	0,93	0,92	7,0	1,1	2,0	640
АО2-92-8	55	220/380	735	0,92	0,90	7,0	1,1	1,7	625
А114-2М	400	6000	2970	0,930	0,92	7,0	1,4	2,6	2080
А114-10М	160	3000	590	0,919	0,825	5,6	1,75	2,4	1850
АН15-51-6	2000	6000	990	0,954	0,88	6,5	1,1	2,4	8900
С фазным ротором									
АК51-4	2,8	220/380	1370	0,780	0,82	—	—	2,2	81,5
АК71-8	10,0	220/380	700	0,815	0,76	—	—	1,9	230
АК92-4	100	220/380	1460	0,905	0,88	—	—	2,8	715
АК114-4М	320	6000	1480	0,959	0,90	—	—	2,8	2100
АКН-15-51-6	2000	6000	990	0,924	0,89	—	—	2,7	9600

На базе нормальных двигателей серии А2 и АО2, с использованием их основных деталей и узлов, предусматривается также специальное исполнение двигателей: 1) с повышенным пусковым моментом, 2) с повышенным скольжением, 3) для текстильной промышленности, 4) многоскоростных, 5) с фазным ротором, а также ряд других специальных исполнений (малошумные на подшипниках скольжения, со встроенным электромагнитным тормозом для быстрой остановки, рудничные, для тропического климата и др.).

Повышенный пусковой момент достигается специальной формой пазов ротора, а повышенное номинальное скольжение — заливкой ротора силумином (сплав алюминия и кремния), который имеет более высокое по сравнению с алюминием удельное сопротивление. Двигатели с повышенным скольжением обладают в определенных случаях лучшими средневзвешенными энергетическими показателями при пульсирующей нагрузке. Двигатели большинства текстильных машин имеют большой коэффициент использования, т. е. они находятся в работе в течение большей части суток и несут при этом номинальную или близкую к ней нагрузку. В этих условиях экономически выгодно повышение к. п. д. двигателей, что достигается выполнением двигателя в данных габаритах на меньшую мощность. На металлообрабатывающих станках (токарные, фрезерные и др.) для облегчения и удешевления коробки скоростей в большинстве случаев устанавливаются короткозамкнутые асинхронные двигатели, обмотка статора которых допускает переключение на разные числа полюсов, в результате чего двигатель имеет несколько номинальных скоростей вращения (см. § 28-2).

Кроме двигателей серии А2 и АО2, в СССР изготовляются также асинхронные двигатели других серий, в том числе на мощности ниже 0,6 кВт и выше 100 кВт. Выпускаются также двигатели ряда специальных серий (взрывобезопасные, крановые и др.).

Глава двадцать восьмая

ПУСК ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ИХ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ

§ 28-1. Способы пуска асинхронных двигателей

Общая характеристика вопроса. Прямой пуск. При рассмотрении возможных способов пуска в ход асинхронных двигателей необходимо учитывать следующие основные положения: 1) двигатель должен развивать при пуске достаточно большой пусковой момент, который должен быть больше статического момента сопротивления на валу, чтобы ротор двигателя мог прийти во вращение и достичь номинальной скорости вращения; 2) пусковой ток должен быть ограничен таким значением, чтобы не происходило повреждения дви-

гателя и нарушения нормального режима работы сети; 3) схема пуска должна быть по возможности простой, а число и стоимость пусковых устройств — малыми.

При пуске асинхронного двигателя на холостом ходу в активном сопротивлении его вторичной цепи выделяется тепловая энергия, равная кинетической энергии приводимых во вращение маховых масс, а при пуске под нагрузкой количество выделяемой энергии соответственно увеличивается. Выделение энергии в первичной цепи обычно несколько больше, чем во вторичной. При частых пусках, а также при весьма тяжелых условиях пуска, когда маховые массы приводимых в движение механизмов велики, возникает опасность перегрева обмоток двигателя. Подробно динамика движения электропривода и энергетические соотношения при пуске рассматриваются в курсах электропривода. Число пусков асинхронного двигателя в час, допустимое по условиям его нагрева, тем больше, чем меньше номинальная мощность двигателя и чем меньше соединенные с его валом маховые массы. Двигатели мощностью 3—10 кВт в обычных условиях допускают до 5—10 включений в час.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором проще по устройству и обслуживанию, а также дешевле и надежнее в работе, чем двигатели с фазным ротором.

Поэтому всюду, где это возможно, применяются двигатели с короткозамкнутым ротором и подавляющее большинство находящихся в эксплуатации асинхронных двигателей являются двигателями с короткозамкнутым ротором.

Наиболее простым способом пуска двигателя с короткозамкнутым ротором является включение обмотки его статора непосредственно в сеть, на номинальное напряжение обмотки статора (рис. 28-1, *а*). Такой пуск называется прямым.

При этом пусковой ток двигателя $I_п = (4 \div 7)\ I_н$.

Современные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором проектируются с таким расчетом, чтобы они по значению возникающих при пуске электродинамических усилий, действующих на обмотки, и по условиям нагрева обмоток допускали прямой пуск. Поэтому прямой пуск всегда возможен, когда сеть достаточно мощна и пусковые токи двигателей не вызывают недопустимо больших падений напряжения в сети (не более 10—15%). Современные энергетические системы, сети и сетевые трансформаторные подстанции обычно имеют такие мощности, что в подавляющем большинстве случаев возможен прямой пуск асинхронных двигателей.

Нормальным способом пуска двигателей с короткозамкнутым ротором поэтому является прямой пуск.

Нередко таким образом осуществляется пуск двигателей мощностью в тысячи киловатт.

Если по условиям падения напряжения в сети прямой пуск двигателя с короткозамкнутым ротором невозможен, применяются различные способы пуска двигателя при пониженном напряжении (рис. 28-1, *б*, *в* и *г*). Однако при этом пропорционально квадрату напряжения на зажимах обмотки статора или квадрату пускового тока двигателя понижается также пусковой момент, что является недостатком пуска при пониженном напряжении.

Поэтому эти способы пуска применимы, когда возможен пуск двигателя на холостом ходу или под неполной нагрузкой. Необ-

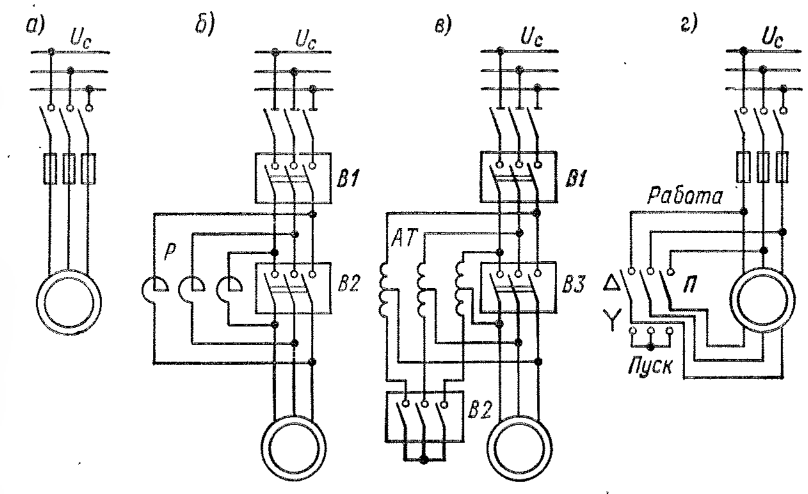


Рис. 28-1. Схемы способов пуска двигателей с короткозамкнутым ротором: *а* — прямой; *б* — реакторный; *в* — автотрансформаторный; *г* — с переключением со звезды на треугольник

ходимость пуска при пониженном напряжении встречается чаще всего у мощных высоковольтных двигателей.

Реакторный пуск осуществляется согласно схеме рис. 28-1, *б*. Сначала включается выключатель *В1*, и двигатель получает питание через трехфазный реактор (реактивную или индуктивную катушку) *Р*, сопротивление которого $x_р$ ограничивает значение пускового тока. По достижении нормальной скорости вращения включается выключатель *В2*, который шунтирует реактор, в результате чего на двигатель подается нормальное напряжение сети.

Пусковые реакторы строятся обычно с ферромагнитным сердечником (см. § 18-4) и рассчитываются по нагреву только на крат-

ковременную работу, что позволяет снизить их массу и стоимость. Для весьма мощных двигателей применяются также реакторы без ферромагнитного сердечника, с обмотками, укрепленными на бетонном каркасе. Выключатель *В1* выбирается на такую отключающую мощность, которая позволяет отключить двигатель при глухом коротком замыкании за выключателем, а выключатель *В2* может иметь низкую отключающую мощность.

Если составляющие сопротивления короткого замыкания двигателя равны $r_к$ и $x_к$, то начальный пусковой ток при прямом пуске

$$I_{п.\,п} = \frac{U_н}{\sqrt{r_к^2 + x_к^2}},$$

а при реакторном пуске, при пренебрежении активным сопротивлением реактора,

$$I_{п.\,р} = \frac{U_н}{\sqrt{r_к^2 + (x_к + x_р)^2}}.$$

Следовательно, при реакторном пуске начальный пусковой ток уменьшается в

$$\frac{I_{п.\,п}}{I_{п.\,р}} = \sqrt{\frac{r_к^2 + (x_к + x_р)^2}{r_к^2 + x_к^2}} \qquad (28\text{-}1)$$

раз. Во столько же раз уменьшается также напряжение на зажимах двигателя в начальный момент пуска. Начальный пусковой момент при реакторном пуске $M_{п.\,р}$ уменьшается по сравнению с моментом при прямом пуске $M_{п.\,п}$ в

$$\frac{M_{п.\,п}}{M_{п.\,р}} = \frac{r_к^2 + (x_к + x_р)^2}{r_к^2 + x_к^2} \qquad (28\text{-}2)$$

раз.

В приведенных соотношениях не учитывается изменение величины $x_к$ при изменении пускового тока. При необходимости его нетрудно учесть.

Автотрансформаторный пуск осуществляется по схеме рис. 28-1, *в* в следующем порядке. Сначала включаются выключатели *В1* и *В2*, и на двигатель через автотрансформатор *АТ* подается пониженное напряжение. После достижения двигателем определенной скорости выключатель *В2* отключается, и двигатель получает питание через часть обмотки автотрансформатора *АТ*, который в этом случае работает как реактор. Наконец включается выключатель *В3*, в результате чего двигатель получает полное напряжение.

Выключатель *В1* должен быть выбран на отключающую мощность при коротком замыкании, а выключатели *В2* и *В3* могут иметь меньшие отключающие мощности. Пусковые автотрансформаторы рассчитываются на кратковременную работу и обычно имеют

ответвления, соответствующие значениям вторичного напряжения, равным 73, 64 и 55% от первичного при прямой схеме включения и 45, 36 и 27% при обратной схеме включения (рис. 28-2). В каждом конкретном случае выбирается подходящая ступень напряжения.

Если пусковой автотрансформатор понижает пусковое напряжение двигателя к $k_{ат}$ раз, то пусковой ток в двигателе или на стороне *НН* автотрансформатора $I_{п.\,д}$ уменьшается также в $k_{ат}$ раз, а пусковой ток на стороне ВН автотрансформатора или в сети $I_{п.\,с}$ уменьшается в $k_{ат}^2$ раз. Пусковой момент $M_п$, пропорциональный квадрату напряжения на зажимах двигателя, уменьшается также в $k_{ат}^2$ раз.

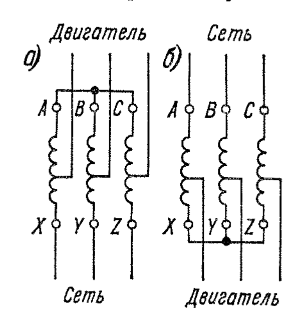


Рис. 28-2. Прямая (*а*) и обратная (*б*) схемы включения пусковых автотрансформаторов

Таким образом, при автотрансформаторном пуске $M_п$ и $I_{п.\,с}$ уменьшаются в одинаковое число раз. В то же время при реакторном пуске пусковой ток двигателей $I_{п.\,д}$ является также пусковым током в сети $I_{п.\,с}$ и пусковой момент $M_п$ уменьшается быстрее пускового тока (в квадратичном отношении). Поэтому при одинаковых значениях $I_{п.\,с}$ при автотрансформаторном пуске пусковой момент будет больше. Однако это преимущество автотрансформаторного пуска достигается ценой значительного усложнения и удорожания пусковой аппаратуры. Поэтому автотрансформаторный пуск применяется реже реакторного, при более тяжелых условиях, когда реакторный пуск не обеспечивает необходимого пускового момента.

Пуск переключением «звезда — треугольник» (рис. 28-1, *г*) может применяться в случаях, когда выведены все шесть концов обмотки статора и двигатель нормально работает с соединением обмотки статора в треугольник, например, когда двигатель на 380/220 В и с соединением обмоток Y/Δ работает от сети 220 В. В этом случае при пуске обмотка статора включается в звезду (нижнее положение переключателя *П* на рис. 28-1, *г*), а при достижении нормальной скорости вращения переключается в треугольник (верхнее положение переключателя *П* на рис. 28-1, *г*). При таком способе пуска по сравнению с прямым пуском при соединении обмотки в треугольник напряжение фаз обмоток уменьшается в $\sqrt{3}$ раза, пусковой момент уменьшается в $(\sqrt{3})^2 = 3$ раза, пусковой ток в фазах обмотки уменьшается в $\sqrt{3}$ раза, а в сети — в $\sqrt{3} \cdot \sqrt{3} = 3$ раза. Таким образом, рассматриваемый способ пуска равноценен автотрансформаторному пуску при $k_{ат} = \sqrt{3}$.

Недостатком этого способа пуска по сравнению с реакторным и автотрансформаторным является то, что при пусковых переклю-

чениях цепь двигателя разрывается, что связано с возникновением коммутационных перенапряжений. Этот способ ранее широко применялся при пуске низковольтных двигателей, однако с увеличением мощности сетей потерял свое прежнее значение и в настоящее время используется сравнительно редко.

Пуск двигателя с фазным ротором с помощью пускового реостата. Двигатели с фазным ротором применяются значительно реже двигателей с короткозамкнутым ротором. Они используются в следующих случаях: 1) когда двигатели с короткозамкнутым ротором неприемлемы по условиям регулирования их скорости вращения (см. § 28-2); 2) когда статический момент сопротивления на валу при пуске $M_{ст}$ велик и поэтому асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором с пуском при пониженном напряжении неприемлем, а прямой пуск такого двигателя недопустим по условиям воздействия больших пусковых токов на сеть; 3) когда приводимые в движение массы настолько велики, что выделяемая во вторичной цепи двигателя тепловая энергия вызывает недопустимый нагрев обмотки ротора в виде беличьей клетки.

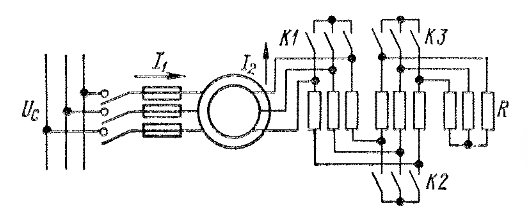


Рис. 28-3. Схема пуска асинхронного двигателя с помощью пускового реостата

Пуск двигателей с фазным ротором производится с помощью пускового реостата в цепи ротора (рис. 28-3). Применяются проволочные, с литыми чугунными элементами, а также жидкостные реостаты. По условиям нагрева реостаты рассчитываются на кратковременную работу. Сопротивления металлических реостатов для охлаждения обычно помещают в бак с трансформаторным маслом. Металлические реостаты являются ступенчатыми, и переключение с одной ступени на другую осуществляется либо вручную с помощью рукоятки контроллера, существенным элементом которого является вал с укрепленными на нем контактами, либо же автоматически (в автоматизированных установках) с помощью контакторов или контроллера с электрическим приводом. Жидкостный реостат представляет собой сосуд с электролитом (например, водный раствор соды или поваренной соли), в который опущены электроды. Сопротивление реостата регулируется путем изменения глубины погружения электродов. Рассмотрим пуск двигателя с фазным ротором с помощью ступенчатого металлического реостата (рис. 28-3), управляемого контакторами K.

Перед пуском щетки должны быть опущены на контактные кольца ротора, а все ступени реостата включены. Далее в процессе пуска

поочередно включаются контакторы $K3$, $K2$, $K1$. Характеристики вращающего момента двигателя $M = f(s)$ и вторичного тока $I_2 = f(s)$ при работе на разных ступенях реостата изображены на рис. 28-4, *а* и *б*. Предположим, что сопротивления ступеней пускового реостата и интервалы времени переключения ступеней подобраны так, что момент двигателя M при пуске меняется в пределах от некоторого $M_{макс}$ до некоторого $M_{мин}$ и при включении в сеть $M_п = M_{макс} > M_{ст}$ (кривая *3* на рис. 28-4, *а*). В начале пуска двигатель работает по характеристике *3*, ротор приходит во вращение, скольжение s начинает уменьшаться, и при $s = s_3$, когда $M = M_{мин}$,

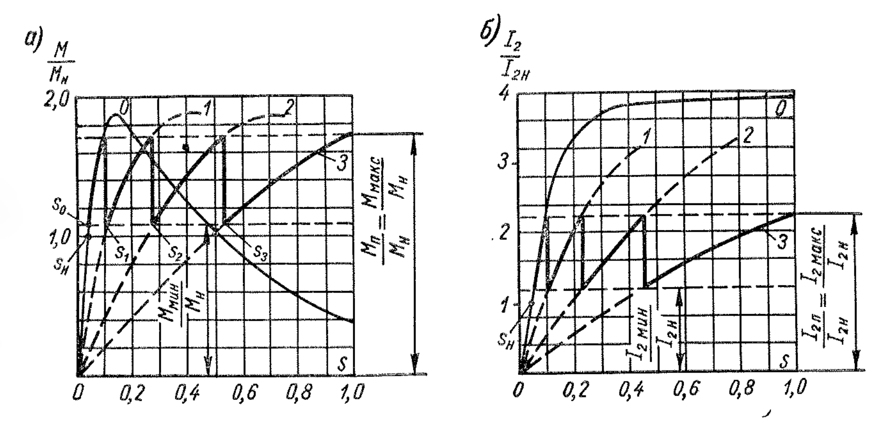


Рис. 28-4. Последовательные изменения вращающего момента (*а*) и тока (*б*) при реостатном пуске асинхронного двигателя

производится переключение реостата на вторую ступень. При этом двигатель будет работать по характеристике *2*, и при дальнейшем разбеге двигателя скольжение уменьшится от $s = s_3$ до $s = s_2$, а момент — от значения $M = M_{макс}$ до $M = M_{мин}$. Затем производится переключение на первую ступень и т. д. После выключения последней ступени реостата двигатель переходит на работу по естественной характеристике *0* и достигает установившейся скорости.

При наличии у двигателя короткозамыкающего механизма после окончания пуска щетки с помощью этого механизма поднимаются с контактных колец и кольца замыкаются накоротко, а реостат возвращается в пусковое положение. Тем самым пусковая аппаратура приводится в готовность к следующему пуску. Необходимо отметить, что дистанционное управление короткозамыкающим механизмом контактных колец сложно осуществить; это затрудняет автоматическое управление двигателем. Поэтому в последнее время фазные асинхронные двигатели строятся без таких механизмов. При этом щетки постоянно налегают на контактные кольца, что

несколько увеличивает потери двигателя и износ щеток. Число ступеней пускового реостата с целью упрощения схемы пуска и удешевления аппаратуры в автоматизированных установках выбирается небольшим (обычно 2—3 ступени).

Пусковые характеристики асинхронного двигателя при реостатном пуске наиболее благоприятны, так как высокие значения моментов достигаются при невысоких значениях пусковых токов.

Вопросы расчета пусковых реостатов в данной книге не рассматриваются (см. [24]).

Самозапуск асинхронных двигателей. В электрических сетях в результате коротких замыканий случаются кратковременные, длительностью до нескольких секунд, большие понижения напряжения или перерывы питания. Включенные в сеть асинхронные двигатели при этом начинают затормаживаться и чаще всего полностью останавливаются. При восстановлении напряжения начинается одновременный самозапуск не отключившихся от сети двигателей. Такой самозапуск двигателей способствует быстрейшему восстановлению нормальной работы производственных механизмов и поэтому целесообразен, а в ряде случаев даже чрезвычайно желателен. Однако одновременный самозапуск большого числа асинхронных двигателей загружает сеть весьма большими токами, что вызывает в ней большие падения напряжения и задерживает процесс восстановления нормального напряжения. Время самозапуска двигателей при этом увеличивается, а в ряде случаев значение пускового момента недостаточно для пуска двигателя. Кроме того самозапуск некоторых двигателей в подобных условиях недопустим или невозможен (например, двигатели с фазным ротором с пуском с помощью реостата и двигатели с короткозамкнутым ротором с пуском с помощью реакторов и автотрансформаторов, не снабженные специальной автоматической аппаратурой для автоматического самозапуска). Поэтому целесообразно возможность самозапуска использовать только для двигателей наиболее ответственных производственных механизмов, а все остальные двигатели снабдить релейной защитой для их отключения от сети при глубоких падениях напряжения. Самозапуск асинхронных двигателей широко применяется в СССР для двигателей механизмов электрических станций.

§ 28-2. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Общие положения.

Скорость вращения ротора асинхронного двигателя

$$n = n_1 (1 - s). \qquad (28\text{-}3)$$

Способы регулирования скорости вращения асинхронных двигателей, согласно выражению (28-3), можно подразделить на два

класса: 1) регулирование скорости вращения первичного магнитного поля

$$n_1 = f_1/p, \qquad (28\text{-}4)$$

что достигается либо регулированием первичной частоты f_1, либо изменением числа пар полюсов p двигателя; 2) регулирование скольжения двигателя s при $n_1 = \text{const}$. В первом случае к. п. д. двигателя остается высоким, а во втором случае к. п. д. снижается тем больше, чем больше s, так как при этом мощность скольжения (см. § 24-5)

$$P_s = sP_{\text{эм}} \qquad (28\text{-}5)$$

теряется во вторичной цепи двигателя (мощность скольжения используется полезно только в каскадных установках — см. § 28-3).

Рассмотрим здесь главнейшие способы регулирования скорости вращения.

Регулирование скорости изменением первичной частоты (частотное регулирование) требует применения источников питания с регулируемой частотой (синхронные генераторы с переменной скоростью вращения, ионные или полупроводниковые преобразователи частоты и др.). Поэтому данный способ регулирования используется главным образом в случаях, когда для целых групп двигателей необходимо повышать ($n > 3000$ об/мин) скорости вращения (например, ручной металлообрабатывающий инструмент, некоторые механизмы деревообрабатывающей промышленности и др.) или одновременно и плавно их регулировать (например, двигатели рольгангов мощных прокатных станов и др.). С развитием полупроводниковых преобразователей все более перспективным становится также индивидуальное частотное регулирование скорости вращения двигателей. Схему короткозамкнутого асинхронного двигателя с частотным управлением при помощи полупроводниковых преобразователей можно получить, если на схеме рис. 11-14 заменить явнополюсный ротор на ротор с обмоткой в виде беличьей клетки и питать эту схему от сети переменного тока через полупроводниковый выпрямитель. Управление инвертором при этом производится особым преобразователем частоты вне зависимости от положения ротора двигателя. Напряжение регулируется с помощью выпрямителя.

Если пренебречь относительно небольшим падением напряжения в первичной цепи асинхронного двигателя, то

$$U_1 = E_1 = 4{,}44 f_1 w_1 k_{\text{об}1} \Phi. \qquad (28\text{-}6)$$

Существенное изменение потока Φ при регулировании n нежелательно, так как увеличение Φ против нормального вызывает увеличение насыщения магнитной цепи и сильное увеличение намагни-

чивающего тока, а уменьшение Φ вызывает недоиспользование машины, уменьшение перегрузочной способности и увеличение тока I_2 при том же значении M [(см. равенство (25-11)] и т. д. Поэтому в большинстве случаев целесообразно поддерживать $\Phi =$ $= \text{const}$. При этом из соотношения (28-6) следует, что одновременно с регулированием частоты пропорционально ей необходимо изменять также напряжение, т. е. поддерживать

$$U_1/f_1 = \text{const}. \tag{28-7}$$

Отступление от этого правила целесообразно только в случаях, когда $M_{\text{ст}}$ быстро уменьшается с уменьшением n (например, приводы вентиляторов, когда $M'_{\text{ст}} \sim n^2$). В этом случае более быстрое уменьшение U_1 по сравнению с f_1 вызывает уменьшение Φ и улучшает энергетические показатели двигателя ($\cos \varphi_1$ и к. п. д. — см. § 29-7) и в то же время уменьшение M_m с точки зрения перегрузочной способности не опасно.

При широком диапазоне регулирования правильнее поддерживать

$$\Phi \sim E_1/f_1 = \text{const}.$$

К недостаткам частотного регулирования относится громоздкость и высокая стоимость питающей установки.

Регулирование скорости изменением числа пар полюсов p используется обычно для двигателей с короткозамкнутым ротором, так как при этом требуется изменять p только для обмотки статора. Изменять p можно двумя способами: 1) применением на статоре нескольких обмоток, которые уложены в общих пазах и имеют разные числа пар полюсов p; 2) применением обмотки специального типа, которая позволяет получить различные значения p путем изменения (переключения) схемы соединений обмотки. Предложено значительное количество различных схем обмоток с переключением числа пар полюсов, однако широкое распространение из них получили только некоторые. Применение нескольких обмоток невыгодно, так как при этом из-за ограниченного места в пазах сечение проводников каждой из обмоток нужно уменьшать, что приводит к снижению мощности двигателя. Использование обмоток с переключением числа пар полюсов вызывает усложнение коммутационной аппаратуры, в особенности, если с помощью одной обмотки желают получить более двух скоростей вращения. Несколько ухудшаются также энергетические показатели двигателей.

Двигатели с изменением числа пар полюсов называются многоскоростными. Обычно они выпускаются на 2, 3 или 4 скорости вращения, причем двухскоростные двигатели изготовляются с одной обмоткой на статоре и с переключением числа пар полюсов в отношении $p_2 : p_1 = 2 : 1$, трехскоростные двигатели —

с двумя обмотками на статоре, из которых одна выполняется с переключением $p_2 : p_1 = 2 : 1$, четырехскоростные двигатели — с двумя обмотками на статоре, каждая из которых выполняется с переключением числа пар полюсов в отношении 2 : 1. Например, двигатель на $f_1 = 50$ Гц с синхронными скоростями вращения 1500/1000/750/ /500 об/мин имеет одну обмотку с переключением на $2p = 4$ и 8 и другую обмотку с переключением на $2p = 6$ и 12.

Многоскоростные двигатели применяются в металлорежущих и деревообрабатывающих станках, в грузовых и пассажирских лифтах, для приводов вентиляторов и насосов и в ряде других случаев.

Каждая фаза обмотки с переключением числа пар полюсов в отношении 2 : 1 (рис. 28-5) состоит из двух частей, или половин, с одинаковым количеством катушечных групп в каждой части. Когда обе части обмотки обтекаются токами одинакового направления, обмотка создает магнитное поле с большим числом полюсов (рис. 28-5, *а*, $2p = 4$), а при изменении направления тока в одной части обмотки на обратное, число полюсов уменьшается вдвое (рис. 28-5, *б* и *в*, $2p = 2$). Подобные переключения производятся во всех фазах одновременно, и переключаемые части обмотки могут соединяться последовательно (рис. 28-5, *а* и *б*) или параллельно (рис. 28-5, *в*).

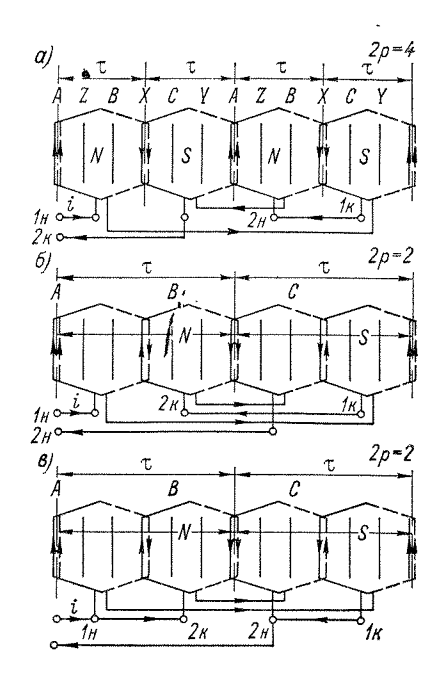


Рис. 28-5. Принципиальные схемы одной фазы обмотки с переключением числа полюсов: *а* — при $2p = 4$; *б*, *в* — при $2p = 2$

Ширина фазной зоны, занимаемой сторонами катушек катушечной группы, и шаг обмотки в зубцовых делениях одинаковы при обоих числах полюсов. Поскольку, однако, при переключении числа пар полюсов в отношении 2 : 1 полюсное деление изменяется в два раза, то величина фазной зоны в электрических градусах и относительный шаг обмотки при этом также изменяются в два раза.

Переключаемую обмотку выполняют так, что при меньшем числе пар полюсов (p_1) фазная зона $\alpha = 60°$ эл. Тогда при удвоенном числе пар полюсов ($p_2 = 2p_1$) ширина этой зоны будет $\alpha = 120°$ эл.

Нормальные чередования фазных зон при одинаковом направлении вращения магнитного поля для обеих скоростей вращения должны быть такими, как показано на рис. 28-6. Из рисунка видно, что, кроме изменения направлений токов в зонах X, Y, Z (рис. 28-6, *а*) на обратные (т. е. обращение их в зоны A, B, C), для сохранения направления вращения поля, а следовательно, и ротора при переключении числа пар полюсов (рис. 28-6, *б*) необходимо также переключить концы двух фаз обмотки (например, фазы B и C).

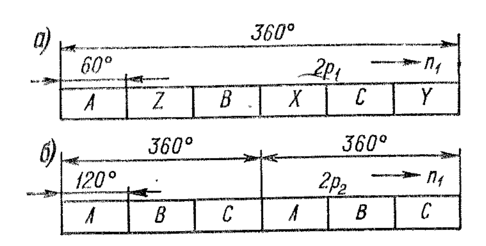


Рис. 28-6. Чередование фазных зон обмотки с переключением полюсов в отношении 1 : 2

Обмотка выполняется так, что ее шаг равен полному (180° эл.) при большем числе полюсов ($2p_2$), так как кривая н. с. обмотки с зоной $\alpha = 120°$ наиболее близка к синусоидальной при полном шаге. Тогда при меньшем числе полюсов относительный шаг $\beta = 0{,}5$.

Из сказанного следует, что обмотка с переключением числа полюсов создает н. с. с бо́льшим значением высших гармоник поля,

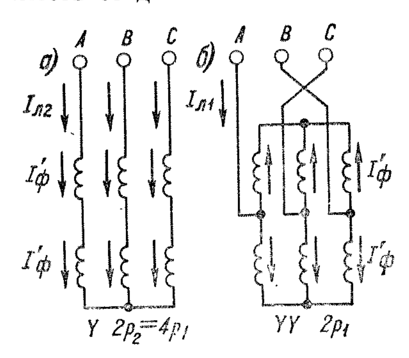


Рис. 28-7. Принципиальная схема соединений обмотки с переключением числа полюсов в отношении 2 : 1 при постоянном моменте

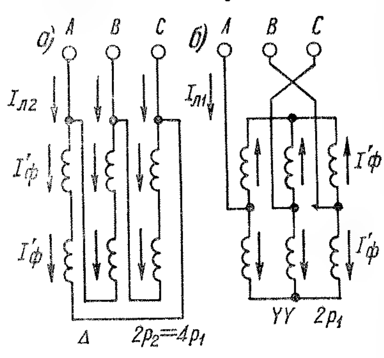


Рис. 28-8. Принципиальная схема соединений обмотки с переключением числа полюсов в отношении 2 : 1 при постоянной мощности

чем нормальная трехфазная обмотка с $\alpha = 60°$ и $\beta = {}^5/_6$. Это приводит к некоторому ухудшению энергетических показателей двигателей с переключением числа полюсов по сравнению с нормальными.

На рис. 28-7 и 28-8 представлены наиболее часто употребляемые схемы обмоток с переключением числа пар полюсов в отношении $p_2 : p_1 = 2 : 1$. Определим мощности и моменты, развиваемые дви-

гателями с такими схемами обмоток при неизменном линейном напряжении сети $U_{л1}$ и наибольшем допустимом (номинальном) токе в полуфазе обмотки $I'_ф$. Пренебрегая разницей в условиях охлаждения при изменении скорости вращения, можно принять, что значение $I'_ф$ одинаково при обеих скоростях вращения. Приближенно можно считать, что коэффициенты мощности и к. п. д. при одинаковых значениях $I'_ф$ для обеих скоростей вращения также одинаковы.

При указанных условиях мощности на валу для схем рис. 28-7, *а* и *б* соответственно равны:

$$P_2 = \sqrt{3} U_{л1} I'_ф \eta \cos\varphi_1; \quad P_1 = \sqrt{3} U_{л1} 2 I'_ф \eta \cos\varphi_1.$$

Таким образом,

$$P_1/P_2 = 2$$

и, следовательно, при переходе от меньшей скорости вращения (рис. 28-7, *а*) к большей (рис. 28-7, *б*) допустимая мощность на валу увеличивается в два раза. Момент вращения при этом, очевидно, остается постоянным, и поэтому схема переключения Y/YY (рис. 28-7) называется также схемой переключения с $M = \text{const}$.

При схемах рис. 28-8, *а* и *б* имеем соответственно:

$$P_2 = \sqrt{3} U_{л1} I_{л2} \eta \cos\varphi_1 = \sqrt{3} U_{л1} \sqrt{3} I'_ф \eta \cos\varphi_1;$$

$$P_1 = \sqrt{3} U_{л1} I_{л1} \eta \cos\varphi_1 = \sqrt{3} U_{л1} 2 I'_ф \eta \cos\varphi_1,$$

откуда

$$P_1/P_2 = 2/\sqrt{3} = 1{,}15.$$

Обычно при использовании схемы рис. 28-8 для обеих скоростей вращения указывается одинаковая номинальная мощность, т. е. принимается, что $P_1 = P_2$. Схема переключения Δ/YY (рис. 28-8) называется также схемой переключения с $P = \text{const}$.

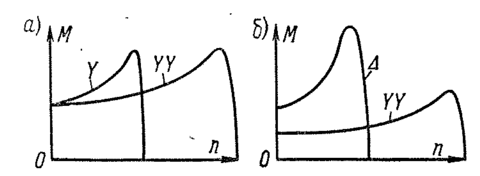


Рис. 28-9. Вид механических характеристик двигателей с переключением чисел полюсов: *а* — по схеме рис. 28-7; *б* — по схеме рис. 28-8

Вид механических характеристик двигателей со схемами обмоток рис. 28-7 и 28-8 изображен на рис. 28-9.

При переключении многоскоростной обмотки магнитные индукции на отдельных участках магнитной цепи в общем случае изменяются, что необходимо иметь в виду при проектировании двигателя, чтобы, с одной стороны, добиться по возможности более полного использования

материалов двигателя, а с другой — не допустить чрезмерного насыщения магнитной цепи.

Масса и стоимость многоскоростных двигателей несколько больше, чем у нормальных асинхронных двигателей такой же мощности.

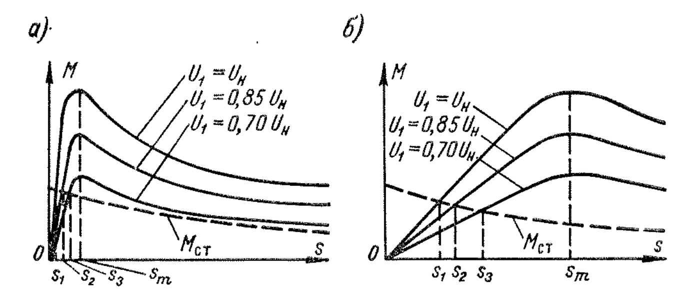


Рис. 28-10. Механические характеристики асинхронных двигателей при различных значениях первичного напряжения

Регулирование скорости уменьшением первичного напряжения. При уменьшении U_1 момент двигателя изменяется пропорционально U_1^2 и соответственно изменяются механические характеристики (рис. 28-10), в результате чего изменяются также значения рабочих скольжений s_1, s_2, s_3... при данном виде зависимости $M_{ст} = f(s)$. Очевидно, что регулирование s в этом случае возможно в пределах $0 < s < s_m$. Для получения достаточно большого диапазона регулирования скорости необходимо, чтобы активное сопротивление цепи ротора и соответственно s_m были достаточно велики (сравни рис. 28-10, *а* и *б*).

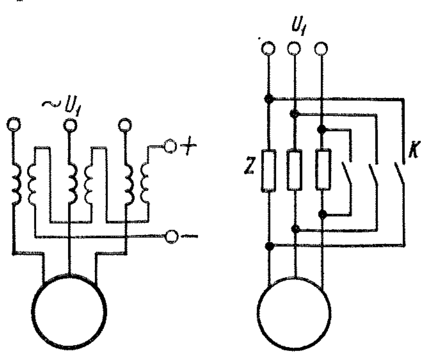


Рис. 28-11. Схема регулирования асинхронного двигателя с помощью реактора с подмагничиванием постоянным током

Рис. 28-12. Схема импульсного регулирования скорости вращения асинхронного двигателя

Следует учитывать, что во вторичной цепи возникают потери, равные мощности скольжения P_s и вызывающие повышенный нагрев ротора.

Этот метод регулирования скорости применяется также для двигателей с фазным ротором, причем в этом случае в цепь ротора включаются добавочные сопротивления.

В связи с пониженным к. п. д. и трудностями регулирования напряжения рассматриваемый метод применяется только для двигателей малой мощности. При этом для регулирования U_1 можно использовать регулируемые автотрансформаторы или сопротивления, включенные последовательно в первичную цепь. В последние годы для этой цели все чаще применяют (рис. 28-11) реакторы насыщения, регулируемые путем подмагничивания постоянным током (см. § 18-4). При изменении значения постоянного тока подмагничивания индуктивное сопротивление реактора изменяется, что приводит к изменению напряжения на зажимах двигателя. Путем автоматического регулирования тока подмагничивания можно расширить зону регулирования скорости в область $s > s_m$ и получить при этом жесткие механические характеристики.

Импульсное регулирование скорости (рис. 28-12) производится путем периодического включения двигателя в сеть и отключения его от сети либо путем периодического шунтирования с помощью контактора или полупроводниковых вентилей сопротивлений, включенных последовательно в цепь статора. При этом двигатель беспрерывно находится в переходном режиме ускорения или замедления скорости вращения ротора и в зависимости от частоты и продолжительности импульсов работает с некоторой, приблизительно постоянной скоростью вращения. Подобное регулирование скорости применяется только для двигателей весьма малой мощности ($P_н < 30 \div 50$ Вт).

Более подробно некоторые вопросы регулирования скорости вращения асинхронных двигателей рассматриваются в курсах электропривода.

§ 28-3. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с фазным ротором

Для двигателей с фазным ротором можно в принципе использовать все те же способы регулирования скорости вращения, как и для двигателей с короткозамкнутым ротором (см. § 28-2). Однако на практике из числа этих способов для двигателей с фазным ротором применяется только способ регулирования скорости вращения с помощью реакторов насыщения. Ниже рассмотрим способы регулирования скорости вращения, которые специфичны для двигателей с фазным ротором и в которых используется возможность включения регулирующих устройств во вторичную цепь.

Регулирование скорости вращения с помощью реостата в цепи ротора производится по той же схеме рис. 28-3, что и реостатный пуск двигателя, но реостат при этом должен быть рассчитан на длительную работу. При увеличении активного сопротивления вторичной цепи вид механической характеристики двигателя изменя-

ется (см. рис. 28-4, *а*): характеристика становится более мягкой и скольжение двигателя при том же моменте нагрузки $M_{ст}$ увеличивается.

При $M_{ст} = \mathrm{const}$ рабочее скольжение s с большой точностью пропорционально s_m и, следовательно, активному сопротивлению цепи ротора. Поэтому скольжения s и s', соответствующие случаям $r_д = 0$ и $r_д \neq 0$, находятся в соотношении

$$s'/s = (r_д + r_2)/r_2,$$

откуда значение $r_д$, необходимое для получения скольжения s', равно

$$r_д = (s'/s - 1)\, r_2. \qquad (28\text{-}8)$$

Рассматриваемый способ регулирования скорости связан со значительными потерями энергии в сопротивлении $r_д$ и поэтому малоэкономичен. Он применяется главным образом при кратковременной или повторно-кратковременной работе (например, пуско-наладочные режимы некоторых машин, крановые устройства и пр.), а также в приводах с вентиляторным моментом. В последнем случае мощность на валу с уменьшением скорости быстро снижается, и поэтому мощность скольжения и потери в цепи ротора ограничены.

К недостаткам реостатного регулирования скорости относятся также мягкость механических характеристик и зависимость диапазона регулирования от нагрузки. В частности, регулирование скорости на холостом ходу практически невозможно.

Регулирование скорости вращения посредством введения добавочной э. д. с. во вторичную цепь двигателя.

Регулирование скорости вращения асинхронного двигателя путем увеличения его скольжения всегда связано с выделением во вторичной цепи двигателя значительной электрической мощности скольжения

$$P_s = sP_{эм},$$

большая часть которой при реостатном регулировании теряется в реостате. Поэтому, естественно, возникает мысль о полезном использовании этой мощности и о повышении таким образом к. п. д. установки.

Полезное использование мощности скольжения возможно, если вместо реостата присоединить к контактным кольцам фазного двигателя приемник электрической энергии в виде подходящей для этой цели вспомогательной электрической машины.

Эта машина будет работать в режиме двигателя и оказывать воздействие на регулируемый асинхронный двигатель, развивая напряжение на его вторичных зажимах, так как при вращении

вспомогательной машины в ее якоре индуктируется э. д. с. Можно также сказать, что задачей вспомогательной машины, как и реостата при реостатном регулировании, является создание «подпора» напряжения на контактных кольцах регулируемого асинхронного двигателя, ибо наличие определенного напряжения на кольцах $U_{2к}$ — непременное условие выдачи с этих колец определенной мощности

$$P_{sк} = m_2 U_{2к} I_2 \cos\varphi_2$$

во внешнюю цепь двигателя. Вместе с тем, вспомогательная машина в отличие от реостата позволяет полезно использовать эту мощность.

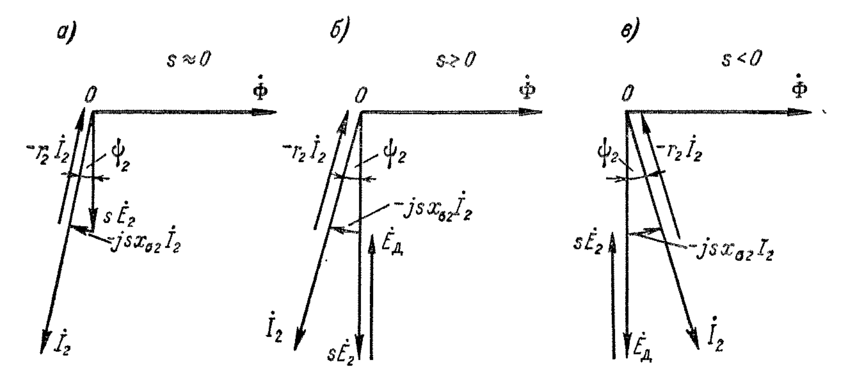


Рис. 28-13. Векторные диаграммы вторичной цепи асинхронного двигателя при отсутствии добавочной э. д. с. (*а*) и при введении этой э. д. с. для уменьшения (*б*) и увеличения (*в*) скорости вращения

Прежде всего рассмотрим вопрос о влиянии на работу фазного асинхронного двигателя внешней добавочной э. д. с. $E_д$, вводимой во вторичную цепь двигателя с помощью его контактных колец, при условии, что частота этой добавочной э. д. с. всегда равна частоте вторичного тока и э. д. с. $f_2 = sf_1$ самого двигателя.

На рис. 28-13, *а* изображена векторная диаграмма вторичной цепи асинхронного двигателя при $E_д = 0$. Вторичный ток двигателя

$$\dot I_2 = \frac{\dot E_{2s}}{Z_{2s}} = \frac{s\dot E_2}{r_2 + jsx_{\sigma2}} \qquad (28\text{-}9)$$

имеет значение, необходимое для создания нужного электромагнитного момента M в соответствии с моментом нагрузки $M_{ст}$ на валу.

Если теперь во вторичную цепь ввести э. д. с. $E_д$ встречно э. д. с. скольжения E_{2s} в этой же цепи, то вторичный ток

$$\dot I_2 = \frac{\dot E_{2s} - \dot E_д}{Z_{2s}} = \frac{s\dot E_2 - \dot E_д}{r_2 + jsx_{\sigma2}} \qquad (28\text{-}10)$$

в первый момент времени уменьшится. Поэтому развиваемый двигателем момент M также уменьшится, двигатель начнет тормозиться, а скольжение s — увеличиваться. При этом, согласно равенству (28-10), ток I_2, а вместе с ним и момент M будут увеличиваться. Это будет происходить до тех пор, пока опять не наступит равновесие моментов $M = M_{ст}$ на валу. Двигатель при этом будет работать с увеличенным скольжением s, а векторная диаграмма вторичной цепи приобретет вид, изображенный на рис. 28-13, *б*. Очевидно, что посредством регулирования величины $E_д$ можно регулировать величину s и, следовательно, скорость вращения двигателя.

Предположим теперь, что э. д. с. $\dot{E}_д$ имеет по сравнению с рассмотренным случаем противоположное направление и совпадает по фазе с э. д. с. $s\dot{E}_2$ на рис. 28-13, *а*. Тогда вместо выражения (28-9) получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}+\dot{E}_д}{Z_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2+\dot{E}_д}{r_2+jsx_{\sigma 2}}. \qquad (28\text{-}11)$$

В первый момент после введения э. д. с. $E_д$ ток I_2 и момент M возрастут, двигатель будет ускоряться и s будет уменьшаться. При достаточном значении $E_д$ скольжение s уменьшится до нуля, и если ток I_2, создаваемый в этом случае только за счет действия $E_д$, все еще будет велик по сравнению с током, необходимым для создания момента $M = M_{ст}$, то ускорение двигателя будет продолжаться и скорость превысит синхронную. Скольжение s и э. д. с. $\dot{E}_{2s}$ при этом изменят знаки и будут расти по абсолютной величине до тех пор, пока в соответствии с выражением (28-11) ток не упадет до необходимого значения. При $s < 0$ угол $\psi_2 = \operatorname{arctg}\frac{sx_{\sigma 2}}{r_2}$ — отрицательный и векторная диаграмма вторичной цепи двигателя имеет вид, показанный на рис. 28-13, *в*. Ток $\dot{I}_2$ при этом будет иметь составляющую, совпадающую с Φ. Поэтому намагничивающий ток, потребляемый из первичной цепи, уменьшится и $\cos\varphi$ двигателя повысится.

Таким образом, с помощью добавочной э. д. с. $E_д$, путем изменения ее значения и направления, можно осуществить плавное двухзонное регулирование скорости двигателя: ниже и выше синхронной.

Если пренебречь потерями, то мощность источника добавочной э. д. с. равна мощности скольжения $sP_{эм}$, причем при $s > 0$ этот источник является приемником и потребляет энергию из вторичной цепи двигателя, а при $s < 0$ — генератором и отдает мощность во вторичную цепь двигателя. Механическая мощность, развиваемая магнитным полем двигателя,

$$P_{мх} = (1 - s)\, P_{эм}$$

при $s > 0$ будет меньше $P_{эм}$, а при $s < 0$ в соответствии с изменением знака мощности скольжения $P_{мх} > P_{эм}$.

Каскад асинхронного двигателя с машиной постоянного тока. Реализация рассмотренного способа регулирования скорости вращения асинхронного двигателя посредством добавочной э. д. с. осуществляется в каскадных соединениях двигателя со вспомогательными электрическими машинами. Рассмотрим здесь каскадные соединения асинхронного двигателя с машиной постоянного тока.

На рис. 28-14, *а* показана схема каскада фазного асинхронного двигателя *АД*, приводящего в движение некоторую рабочую машину *РМ*, с машиной постоянного тока независимого возбуждения *МПТ*. Цепь якоря *МПТ* приключена к контактным кольцам асин-

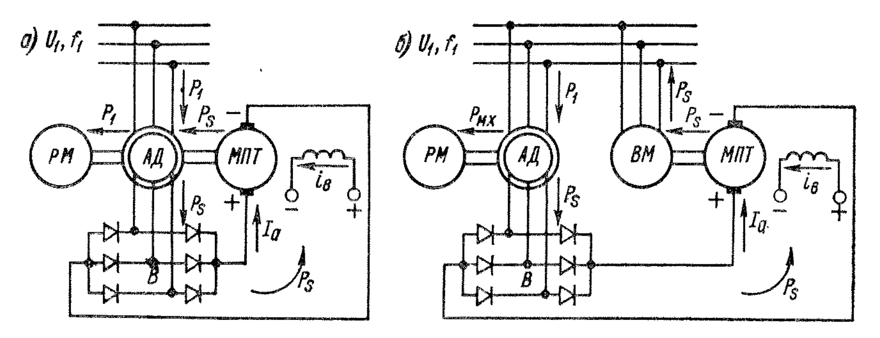


Рис. 28-14. Схемы электромеханического (*а*) и электрического (*б*) каскадов асинхронного двигателя *АД* с машиной постоянного тока *МПТ*

хронного двигателя через ионный или полупроводниковый выпрямитель *В*, соединенный по трехфазной мостовой схеме. Выпрямитель преобразовывает переменный ток частоты скольжения $f_2 = sf_1$ во вторичной цепи *АД* в постоянный ток в цепи якоря *МПТ*. Э. д. с. якоря *МПТ* в данном случае и является той рассмотренной выше добавочной э. д. с. $E_д$, которая (в данном случае с помощью выпрямителя *В*) вводится во вторичную цепь двигателя *АД*. Регулирование этой э. д. с. и скорости вращения *АД* производится путем регулирования тока возбуждения *МПТ*.

На схеме рис. 28-14, *а* машина постоянного тока *МПТ* расположена на валу асинхронного двигателя *АД*. Она преобразовывает мощность скольжения P_s, потребляемую из вторичной цепи *АД*, в механическую мощность, которая через вал двигателя *АД* вместе с механической мощностью $P_{мх}$ двигателя передается рабочей машине *РМ*. Такой каскад называется **электромеханическим**. Если при регулировании скорости вращения обеспечить полное использование мощности *АД* ($P_1 = P_н = \text{const}$) и пренебречь потерями, то в этом каскаде мощность, передаваемая рабочей

машине PM,

$$P_{р.м} = P_{мх} + P_s = (1 - s) P_н + sP_н = P_н$$

также остается при всех скоростях постоянной и равной номинальной мощности. В связи с этим электромеханический каскад иногда условно называют также каскадом постоянной мощности. Необходимая номинальная мощность вспомогательной машины каскада (в данном случае $МПТ$) зависит от пределов регулирования скорости:

$$P_{м.п.т} = s_{макс} P_н.$$

Каскад с выпрямителями допускает регулирование скорости только вниз от синхронной ($s > 0$). Если заменить выпрямитель управляемым ионным или полупроводниковым преобразователем, способным производить также обратное преобразование — постоянного тока в переменный, то можно осуществить регулирование скорости вверх от синхронной ($s < 0$). Указанные на рис. 28-14 направления передачи мощности скольжения при $s > 0$ изменятся на обратные. Ввиду сложности системы управления таким преобразователем и некоторых других причин эти каскады до сих пор применения не получили. Ранее применялись также каскады, выполненные по схеме рис. 28-14, *а*, в которой вместо выпрямителя использовался одноякорный преобразователь переменного тока в постоянный (см. § 41-1).

На рис. 28-14, *б* изображена схема каскада, которая отличается от схемы рис. 28-14, *а* тем, что $МПТ$ соединена механически со вспомогательной асинхронной или синхронной машиной $ВМ$. В этом каскаде мощность скольжения P_s при $s > 0$ передается с помощью $ВМ$, работающей в режиме генератора, обратно в сеть переменного тока. При $s < 0$ $ВМ$ работает в режиме двигателя. Такой каскад называется электрическим. В этом каскаде машине PM передается только механическая мощность двигателя $АД$

$$P_{мх} = (1 - s) P_{эм} \approx (1 - s) P_1,$$

которая при $P_1 = P_н = \text{const}$ уменьшается пропорционально скорости вращения. Момент на валу PM при этом остается постоянным, вследствие чего такой каскад иногда условно называют каскадом с постоянным моментом. Машины $ВМ$ и $МПТ$ на схеме рис. 28-14, *б* можно заменить трансформатором и полупроводниковым преобразователем постоянного тока в переменный и обратно.

Каскады позволяют осуществить экономичное и плавное регулирование скорости вращения асинхронного двигателя, однако вспомогательные машины и преобразователи удорожают установку. Поэтому каскады целесообразно применять только для привода мощных производственных механизмов, требующих регулирования скорости в достаточно широких пределах (например, прокатные станы, весьма мощные вентиляторы и др.). Рассмотренные выше каскадные соединения в связи с использованием в них ионных или полупроводниковых вентилей называют также вентильными каскадами.

Существуют также другие системы каскадов, в частности с использованием коллекторных машин переменного тока (см. § 42-3). Каскадные установки выполняются на мощности в сотни и тысячи киловатт с регулированием скорости вращения в пределах до 3 : 1 и больше.

Глава двадцать девятая

ОСОБЫЕ ВИДЫ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ МНОГОФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ МАШИН

§ 29-1. Асинхронные машины с неподвижным ротором

Фазорегулятор (рис. 29-1, *а*) представляет собой асинхронную машину с фазным ротором, ротор которой заторможен и может быть вручную или с помощью вспомогательного (исполнительного) двигателя повернут относительно статора на 360° эл. Торможение и поворот ротора осуществляются обычно с помощью самотормозящейся червячной передачи. Первичная сторона фазорегулятора присоединяется к сети, а вторичная — к нагрузке (сопротивления $Z_{нг}$ на рис. 29-1, *а*).

Обозначим β электрический угол поворота оси фазы обмотки ротора относительно оси фазы обмотки статора (рис. 29-1, *а*). Если принять для простоты, что у рассматриваемой асинхронной машины $r_1 = r_2 = x_{\sigma 1} = x_{\sigma 2} = 0$, то $U_1 = E_1$ и $U_2 = E_2$ и диаграмма напряжений фазорегулятора имеет вид, показанный на рис. 29-1, *б*. Э. д. с. E_1 и E_2 индуктируются общим вращающимся полем и сдвинуты в соответствующих фазах статора и ротора относительно друг друга на угол β. При повороте ротора и изменении угла β вектор $\dot{E}_2 = \dot{U}_2$ поворачивается относительно векторов $\dot{E}_1$ и $\dot{U}_1$.

Фазорегулятор представляет собой, в сущности, поворотный трансформатор с регулируемой фазой вторичного напряжения относительно первичного. Фазорегуляторы находят применение

главным образом в лабораториях, в частности, при испытании счетчиков электрической энергии и других приборов и аппаратов.

Необходимо иметь в виду, что на ротор фазорегулятора, когда он нагружен, действует вращающий момент. Это же относится и к другим рассматриваемым ниже машинам с заторможенным ротором.

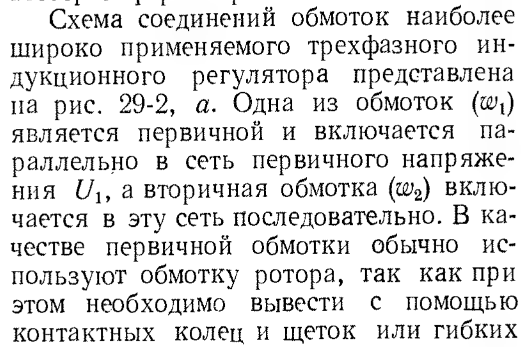


Рис. 29-1. Схема (*а*) и векторная диаграмма напряжений (*б*) фазорегулятора

Трехфазный индукционный регулятор служит для регулирования напряжения трехфазной сети переменного тока. Обмотки регулятора включаются по схеме автотрансформатора, и регулятор представляет собой, в сущности, поворотный автотрансформатор.

Схема соединений обмоток наиболее широко применяемого трехфазного индукционного регулятора представлена на рис. 29-2, *а*. Одна из обмоток (w_1) является первичной и включается параллельно в сеть первичного напряжения U_1, а вторичная обмотка (w_2) включается в эту сеть последовательно. В качестве первичной обмотки обычно используют обмотку ротора, так как при этом необходимо вывести с помощью контактных колец и щеток или гибких проводников только три конца обмотки. Первичная обмотка может быть включена как в звезду, так и в треугольник. Ниже для ясности будем иметь в виду соединение в звезду.

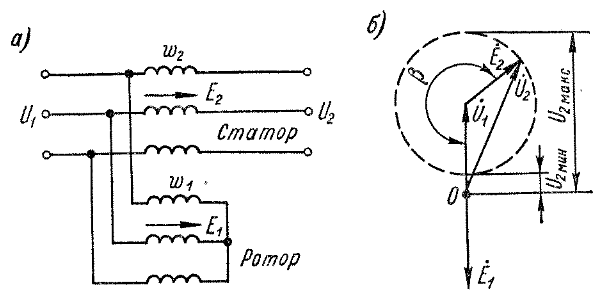


Рис. 29-2. Схема соединений обмоток (*а*) и векторная диаграмма напряжений (*б*) трехфазного индукционного регулятора

Первичная обмотка потребляет из первичной сети намагничивающий ток, который создает вращающийся поток Ф. Если пре-

небречь падениями напряжения, то этот поток индуктирует в обмотках э. д. с. $E_1 = U_1$ и

$$E_2 = \frac{w_2 k_{об2}}{w_1 k_{об1}} E_1 = \frac{w_2 k_{об2}}{w_1 k_{об1}} U_1.$$

Э. д. с. E_2 складывается с напряжением U_1 под углом β (рис. 29-2, *б*), равным электрическому углу поворота фазы вторичной обмотки относительно первичной. При изменении β концы векторов

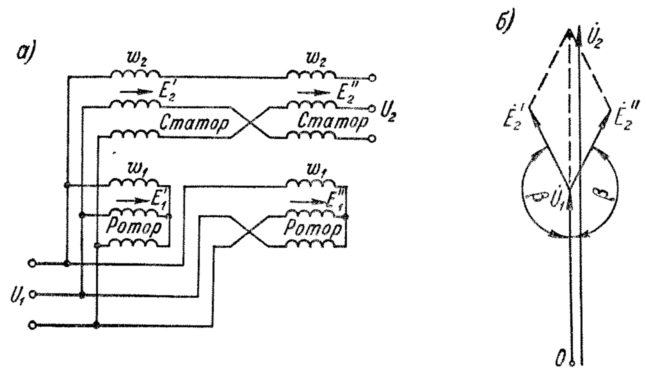


Рис. 29-3. Схема соединений обмоток (*а*) и векторная диаграмма напряжений (*б*) сдвоенного трехфазного индукционного регулятора

$\dot{E}_2$ и $\dot{U}_2$ при $\dot{U}_1$ = const скользят по окружности. Предельные значения вторичного напряжения при пренебрежении падениями напряжения будут: при β = 180°

$$U_{2макс} = U_1 + E_2,$$

а при β = 0°

$$U_{2мин} = U_1 - E_2.$$

При равенстве чисел витков обмоток статора и ротора

$$E_2 = E_1 = U_1$$

и

$$U_{2макс} \approx 2U_1; \quad U_{2мин} \approx 0.$$

У регулятора (рис. 29-2) одновременно с изменением значения напряжения U_2 меняется также его фаза, что иногда нежелательно. В таких случаях можно применить сдвоенный индукционный регулятор (рис. 29-3), у которого первичные обмотки присоединены к первичной сети параллельно, а вторичные — последовательно друг с другом. Оба регулятора укреплены на общем валу, и у вто-

рого регулятора на первичной и вторичной сторонах присоединения к двум фазам переменены местами. Вследствие этого магнитные поля двух регуляторов вращаются в противоположные стороны, и при повороте ротора одного регулятора по направлению вращения поля ротор другого поворачивается против направления вращения поля. Векторы вторичных э. д. с. регуляторов $\dot{E}_2'$ и $\dot{E}_2''$ на векторной диаграмме (рис. 29-3, *б*) поворачиваются поэтому в противоположных направлениях, и при неучете падения напряжения фаза вторичного напряжения

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{E}_2' + \dot{E}_2''$$

остается неизменной. Вращающий момент на валу сдвоенного регулятора равен нулю. Недостатком сдвоенного регулятора является наличие двух машин, что приводит к удорожанию установки.

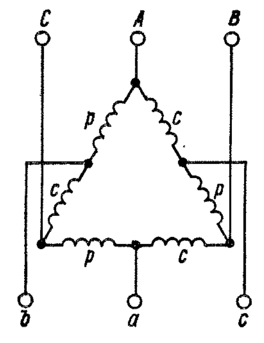


Рис. 29-4. Схема трехфазного индукционного регулятора с соединением обмоток статора и ротора в общий треугольник

Не изменяющееся по фазе вторичное напряжение можно получить также в индукционном регуляторе с соединением фаз обмоток статора (*с*) и ротора (*р*) в общий треугольник (рис. 29-4), если числа витков статора и ротора одинаковы. Первичное напряжение $U_1 = \text{const}$ в таком регуляторе подводится к вершинам треугольника ABC, а вторичное $U_2 = \text{var}$ отводится от средних точек a, b, c сторон этого треугольника (рис. 29-4).

Векторные диаграммы напряжений регулятора, изображенного на рис. 29-4, можно построить, учитывая, что э. д. с. фаз статора E_c и ротора E_p одного и того же плеча треугольника при $w_c k_{об.\,c} = w_p k_{об.\,p}$ равны по значению, сдвинуты по фазе на угол β поворота ротора относительно статора и в сумме равны приложенному фазному напряжению:

$$\dot{U}_1 = -(\dot{E}_c + \dot{E}_p).$$

На рис. 29-5, *а*, *б* и *в* показаны векторные диаграммы регулятора, выполненного по схеме рис. 29-4, соответственно для случаев $\beta = 0$, $\beta > 0$ и $\beta < 0$. Треугольники ABC представляют собой при этом систему неизменных первичных напряжений, векторы Cb, Ac, Ba — э. д. с. фаз статора E_c и векторы bA, cB, aC — э. д. с. фаз ротора E_p. При повороте ротора сдвиг фаз β между э. д. с. E_c и E_p изменяется и одновременно изменяются также значения вращающегося потока Φ и э. д. с. E_c, E_p, так что сумма э. д. с. фаз одного и того же плеча треугольника остается неизменной:

$$\dot{E}_c + \dot{E}_p = -\dot{U}_1 = \text{const}.$$

Как видно из рис. 29-5, треугольник вторичных напряжений abc при этом меняется по величине, но при $w_c k_{об.\,c} = w_c k_{об.\,p}$ или $E_c = E_p$ положение этого треугольника и, следовательно, фаза вторичного напряжения не изменяются.

Отметим, что при отсутствии нагрузки на вторичной стороне регулятор, изображенный на рис. 29-4, по своим свойствам представляет собой регулируемую трехфазную реактивную катушку.

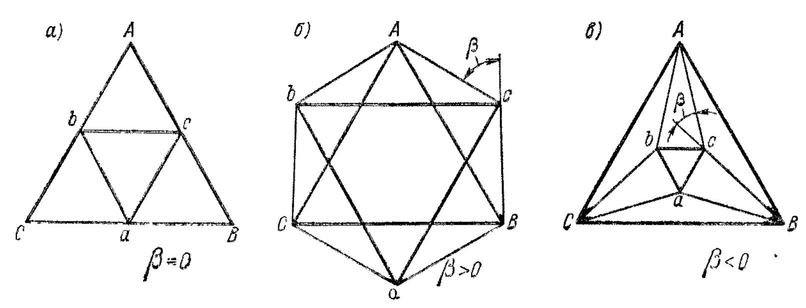


Рис. 29-5. Векторная диаграмма э. д. с. и напряжений индукционного регулятора, выполненного по схеме рис. 29-4, при разных положениях ротора

В индукционных регуляторах, как и в автотрансформаторах, нужно различать внешнюю, или проходную, и внутреннюю, или габаритную, мощности (см. § 18-2). Соотношения между этими мощностями в индукционных регуляторах и автотрансформаторах при одинаковых схемах соединений обмоток и одинаковых соотношениях чисел витков одинаковы (для схемы рис. 29-2, *а* при $\beta = 180°$ и для схемы рис. 29-4 при $\beta = 0$).

§ 29-2. Асинхронный генератор с самовозбуждением

Генераторный режим работы асинхронной машины рассматривался в § 24-5. При этом было выяснено, что асинхронный генератор потребляет реактивный намагничивающий ток для создания магнитного потока и поэтому должен работать параллельно с сетью переменного тока, к которой присоединены другие машины или установки (например, синхронные генераторы), способные снабжать реактивным током асинхронные генераторы и других потребителей. Наряду с этим асинхронный генератор может работать также в режиме самовозбуждения на отдельную сеть, получая реактивный ток возбуждения от конденсаторов, приключаемых к зажимам асинхронного генератора.

Для выяснения некоторых положений рассмотрим схему рис. 29-6, на которой изображен асинхронный генератор $АГ$, работающий параллельно с сетью и потребляющий из нее реактивный (индуктивный) ток $I_L = I_м$. Этот ток создает в генераторе магнитное поле, в то время как активный ток I_a, вырабатываемый генератором $АГ$, полностью потребляется местным потребителем R. Приключим теперь к зажимам генератора конденсаторы C такой емкости, чтобы потребляемый ими из сети емкостный ток I_C по значению был равен току I_L. Очевидно, что при

этом потребляемый из сети ток

$$\dot{I}_C + \dot{I}_L = 0.$$

Рубильник P можно поэтому отключить, и асинхронный генератор $АГ$ будет работать на изолированную местную сеть с приемниками R и C. Так как при этом, с одной стороны, генератор продолжает потреблять ток $I_L = I_м$, а с другой стороны, конденсаторы продолжают потреблять ток $I_C = I_l$, то можно сделать следующие выводы: 1) источниками реактивного намагничивающего тока $I_м = I_L$

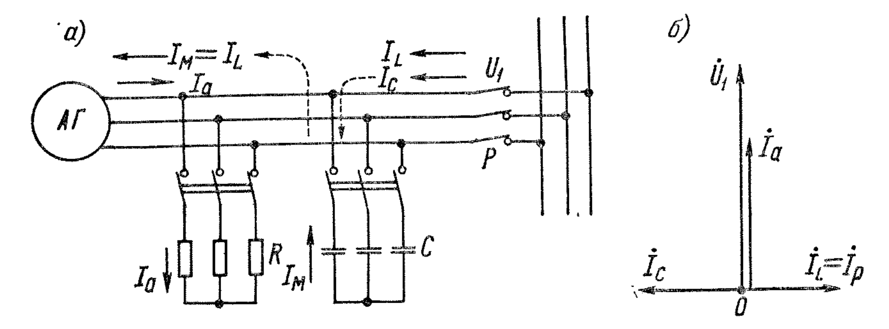


Рис. 29-6. Схема асинхронного генератора $АГ$ с местной нагрузкой R и конденсаторной батареей C (а) и векторная диаграмма (б)

для генератора теперь являются конденсаторы; 2) утверждения «конденсатор потребляет из сети (или от асинхронного генератора) емкостный ток» и «конденсатор отдает в сеть (или асинхронному генератору) индуктивный ток» равноценны; 3) равноценны также утверждения «асинхронная машина потребляет из сети индуктивный ток» и «асинхронная машина отдает в сеть емкостный ток».

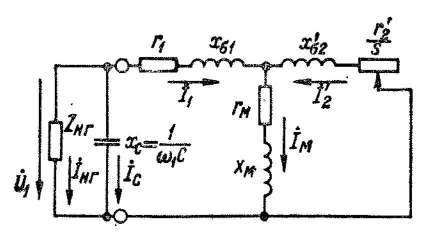


Рис. 29-7. Схема замещения самовозбуждающегося асинхронного генератора с нагрузкой $Z_{нг}$ и емкостным сопротивлением конденсаторной батареи x_C

В практике энергетических систем термины «реактивный ток» и «реактивная мощность» принято связывать с отстающим (индуктивным) током. При этом говорят, что конденсаторы отдают в сеть реактивный ток и реактивную мощность и являются генераторами реактивной мощности.

Из сказанного следует, что при чисто активной нагрузке асинхронного генератора мощность конденсаторов должна равняться реактивной (намагничивающей) мощности генератора. Если же нагрузка будет иметь смешанный активно-индуктивный характер, то мощность конденсаторной батареи необходимо соответственно увеличить, чтобы она покрывала также реактивную мощность нагрузки. При смешанной активно-емкостной нагрузке требуется конденсаторная батарея меньшей мощности, а при определенных условиях эта батарея становится излишней.

Схема замещения асинхронного генератора с самовозбуждением при помощи конденсаторов и с нагрузкой $Z_{нг}$ изображена на рис. 29-7. На основании этой схемы могут быть найдены все соотношения и величины, характеризующие режим работы генератора. В частности, на основе баланса реактивных мощностей с учетом потерь реактивной мощности в сопротивлениях $x_{\sigma 1}$, $x'_{\sigma 2}$ и $x_м$ можно определить необходимую мощность и необходимую емкость конденсаторов. Векторная диаграмма самого асинхронного генератора с самовозбуждением имеет обычный вид и не зависит от того, откуда генератор потребляет необходимую реактивную мощность.

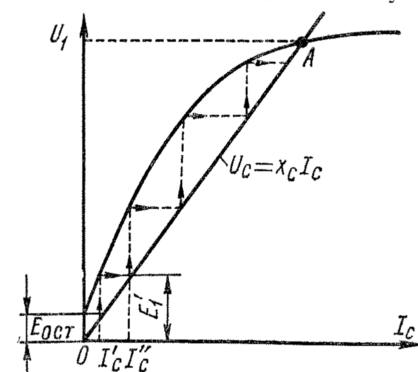


Рис. 29-8. К выяснению условий самовозбуждения асинхронного генератора

Выяснив в общих чертах работу асинхронного генератора с самовозбуждением в установившемся режиме, рассмотрим процесс его самовозбуждения на холостом ходу (рис. 29-8), пренебрегая активными сопротивлениями.

Ввиду наличия потока остаточного намагничивания ротора асинхронной машины, при вращении ротора в обмотке статора индуктируется некоторая э. д. с. $E_{ост}$ (рис. 29-8). Эта э. д. с. вызывает в конденсаторах ток I'_C, который, протекая по обмотке статора машины, усиливает его магнитный поток. В результате индуктируемая э. д. с. и ток конденсатора увеличиваются и т. д.

На рис. 29-8 зависимость индуктируемой в обмотке статора генератора э. д. с. E_1 от намагничивающего тока в этой обмотке $I_м$ или от тока конденсатора $I_C = I_м$ изображена в виде кривой холостого хода или кривой намагничивания $(x_{\sigma 1} + x_м) I_C$. Прямая $U = x_C I_C$ определяет зависимость напряжения конденсатора от его тока. Процесс самовозбуждения на рис. 29-8 условно изображен ступенчатой линией. Э. д. с. остаточного намагничивания вызывает в конденсаторе ток

$$I'_C = E_{ост}/x_C = \omega_1 C E_{ост}.$$

Этот ток, протекая по обмотке статора машины, индуктирует в ней э. д. с. E'_1, которая вызывает в конденсаторе ток I''_C, индуктирующий э. д. с. E''_1, и т. п. Процесс самовозбуждения продолжается до тех пор, пока

$$(x_{\sigma 1} + x_м) I_C > x_C I_C,$$

и заканчивается, когда в результате увеличения насыщения сопротивление $x_м$ уменьшается настолько, что наступает равенство (точка A на рис. 29-8)

$$(x_{\sigma 1} + x_м) I_C = x_C I_C.$$

Очевидно, что процесс самовозбуждения асинхронного генератора во многом аналогичен процессу самовозбуждения генератора постоянного тока (см. § 9-4).

Выше предполагалось, что первоначальный толчок тока статора при самовозбуждении возникает в результате действия потока остаточного намагничивания. Вместе с тем роль первоначального толчка может сыграть также ток разряда предварительно заряженной конденсаторной батареи, наводка тока внешним магнитным полем и флуктуация электронов в цепи обмотки статора. Последние две причины на практике часто оказываются недостаточно сильными для развития самовозбуждения.

Мощность конденсаторной батареи самовозбуждающегося асинхронного генератора достаточно велика (до 70—100% от номинальной мощности генератора),

что делает установку дорогой. В связи с этим такие генераторы находят в настоящее время весьма ограниченное применение. Иногда явление самовозбуждения асинхронной машины с подключенными к ней конденсаторами используется для торможения асинхронных двигателей после отключения их от сети. Торможение при этом происходит за счет потерь, возникающих в самовозбужденной машине и приключенных к ней сопротивлениях.

Самовозбуждение асинхронной машины возможно также при включении конденсаторов во вторичную цепь, однако этот случай ввиду малой частоты в цепи ротора малоэкономичен.

§ 29-3. Асинхронные машины с массивным ротором

Ротор асинхронной машины можно изготовить из массивной стальной поковки и без пазов. В этом случае роль обмотки ротора играет сам массивный ротор, в котором вращающееся магнитное поле будет индуктировать токи.

Массивный ротор имеет большое преимущество в прочности. В связи с этим асинхронные двигатели на высокие скорости вращения (10 000—100 000 об/мин) строятся с массивным ротором. Такие двигатели применяются в различных установках специального характера, в частности в гироскопических навигационных устройствах, и питаются током повышенной частоты (400—1000 Гц).

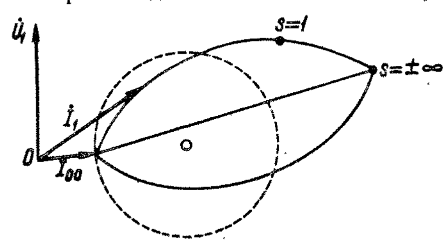


Рис. 29-9. Геометрическое место токов асинхронной машины с массивным ротором

Активное r_2 и индуктивное $x_{\sigma 2}$ сопротивления массивного ротора ввиду сильно выраженного поверхностного эффекта значительно зависят от скольжения. Так, в случае $f = 50$ Гц при пуске ($s = 1$) эквивалентная глубина проникновения токов в ротор составляет только около 3 мм, при $s = 0{,}02$ — около 20 мм, при $s = 0{,}001$ — около 100 мм. Поэтому при пуске сопротивление r_2 весьма велико и $x_{\sigma 2}$ мало, а с уменьшением скольжения сопротивление r_2 уменьшается и $x_{\sigma 2}$ увеличивается. Вследствие подобного изменения параметров геометрическое место токов машины с массивным ротором имеет вид, изображенный на рис. 29-9 сплошной линией. Для сравнения там же штриховой линией показана круговая диаграмма асинхронного двигателя с постоянными параметрами.

В результате сильного проявления поверхностного эффекта пусковой момент двигателя с массивным ротором достаточно велик ($M_п/M_н = 1{,}5 \div 2{,}0$). Однако двигатели малой и средней мощности с массивными роторами при $f = 50$ Гц имеют низкие к. п. д. и коэффициент мощности, так как при скольжении $s = 0{,}02 \div 0{,}05$ глубина проникновения тока и потока в сталь ротора мала, активное и магнитное сопротивления ротора магнитному потоку велики, вследствие чего двигатель имеет большое номинальное скольжение и большой намагничивающий ток. С увеличением геометрических размеров машины, а также при увеличении номинальной скорости вращения рабочие характеристики двигателя улучшаются. Так, асинхронный двигатель с массивным ротором на $f = 50$ Гц и $P_н = 20 \div 50$ МВт имел бы номинальное скольжение значительно менее 1%. В двигателях относительно небольшой мощности на высокие скорости вращения для улучшения рабочих характеристик иногда внешнюю поверхность массивного стального ротора покрывают медью. С этой же целью применяются медные кольца, прикрепленные к торцевым поверхностям массивного ротора. Роль этих колец аналогична торцевым короткозамыкающим кольцам беличьей клетки, и активное сопротивление ротора с такими кольцами уменьшается. Иногда на цилиндрической поверхности ротора выполняют также пазы, но без укладки в них обмотки. При этом площадь внешней рабочей поверхности ротора, нагруженной токами, увеличивается, что приводит к уменьшению активного сопротивления ротора.

§ 29-4. Линейные и дуговые асинхронные машины

Если представить себе, что обычный круглый статор асинхронного двигателя разрезан по осевой плоскости и выпрямлен в плоскость или разогнут по дуге большего радиуса, чем радиус исходного круглого статора, то получится статор линейной (рис. 29-10, *а*) или дуговой (рис. 29-10, *б*) асинхронной машины. Трехфазная обмотка такого статора создает в воздушном зазоре в пределах сердечника статора соответственно бегущее или вращающееся магнитное поле.

Движущаяся часть линейной машины называется б е г у н о м, а движущаяся часть дуговой машины — р о т о р о м. Бегун и ротор могут иметь конструкцию, свойственную роторам нормальных короткозамкнутых асинхронных машин, т. е. иметь сердечники из листовой электротехнической стали и обмотку типа беличьей клетки, расположенную в пазах сердечника бегуна и ротора. Они могут быть изготовлены также массивными — из стали или чугуна, и в этом случае роль вторичной обмотки выполняет само тело бегуна или ротора. Линейную асинхронную машину можно выполнить также в виде двух статоров, обращенных друг к другу, и бегуном при этом служит проводящее тело, расположенное в зазоре между сердечниками статоров. Проводящее вторичное тело в виде шины может быть также неподвижным, а «статор» — находиться на движущемся экипаже. Такие устройства перспективны для высокоскоростного пассажирского транспорта.

Рис. 29-10. Линейная (*а*) и дуговая (*б*) асинхронные машины

Принцип действия рассматриваемых машин одинаков с принципом действия нормальных асинхронных машин: бегущее или вращающееся поле статора индуктирует в обмотке бегуна или ротора токи, в результате взаимодействия которых с магнитным полем возникают электромагнитные силы, действующие на бегун и ротор. В установившемся режиме скольжение бегуна или ротора относительно магнитного поля обычно невелико.

Особенностью дуговой машины является то, что ее скорость вращения не связана так жестко с числом пар полюсов p и частотой f_1, как в нормальной асинхронной машине. Действительно, пусть статор машины (рис. 29-10, *б*) имеет p пар полюсов и занимает дугу с центральным углом α. За один период тока вращающееся поле перемещается на 2τ или на угол α/p, а в течение одной секунды поле совершает

$$n_1 = \frac{\alpha}{2\pi}\,\frac{f_1}{p}$$

оборотов. Выбирая различные α, получаем различные скорости вращения. При $\alpha = 2\pi$ имеем нормальную асинхронную машину с

$$n_1 = f_1/p,$$

где n_1 — в оборотах в секунду.

Линейные асинхронные машины можно использовать для получения возвратно-поступательного движения. При этом производится периодическое переключение обмотки статора (изменение чередования фаз) и машина работает в циклическом режиме ускорения, движения и торможения. Такой режим в энергетическом отношении невыгоден, так как в течение каждого цикла работы при ускорении и торможении бегуна бесполезно теряется относительно большое количество энергии в виде тепла, выделяемого в обмотках. Количество теряемой энергии тем больше, чем больше масса бегуна и его максимальная скорость. В связи с этим двигатели возвратно-поступательного движения не получили заметного распространения. Применение линейных и дуговых асинхронных машин и родственных им магнитогидродинамических машин (см. § 29-5) в качестве электрических машин специального назначения расширяется.

В линейных и дуговых асинхронных машинах возникают краевые эффекты, вызванные тем, что их статоры не замкнуты в кольцо и имеют конечную длину. Вследствие этого энергетические показатели линейных и дуговых машин хуже, чем у нормальных асинхронных машин.

§ 29-5. Магнитогидродинамические машины переменного тока

Одной из разновидностей магнитогидродинамических машин переменного тока являются индукционные насосы для жидких металлов, которые подразделяются на линейные и винтовые [58].

Линейные индукционные насосы родственны линейным асинхронным машинам (см. § 29-4) и делятся на плоские и цилиндрические.

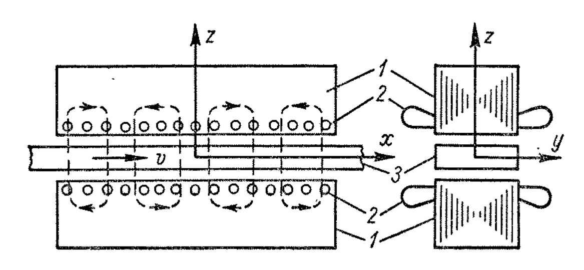


Рис. 29-11. Устройство плоского линейного индукционного насоса для жидких металлов

Плоские насосы (рис. 29-11) имеют обычно два индуктора, каждый из которых состоит из сердечника *1* и многофазной (обычно трехфазной) обмотки *2*. Между индукторами находится плоский канал прямоугольного сечения *3* с жидким металлом. Стенки канала в зависимости от свойств жидкого металла могут быть как металлическими, так и керамическими. Между стенками канала и индукторами в большинстве случаев имеется слой тепловой изоляции. Бегущее магнитное поле индукторов наводит в жидком металле токи, и вследствие взаимодействия этих токов с магнитным полем возникают электромагнитные силы, действующие на частицы жидкого металла. В результате развивается напор, и жидкий металл приходит в движение по направлению движения поля с некоторым скольжением относительно него.

Цилиндрические насосы имеют канал кольцевого сечения, внутри которого расположен сердечник без обмотки, а снаружи — с обмоткой. Обмотка создает магнитное поле, бегущее вдоль оси канала.

Представление о винтовом индукционном насосе можно получить, если предположить, что ротор асинхронного двигателя заторможен, зубцы ротора вместе с обмоткой срезаны и в зазоре, образовавшемся между внешним и внутренним сердечниками, навит винтовой канал.

Индукционные насосы находят применение в исследовательских, транспортных и промышленных установках с ядерными реакторами на быстрых нейтронах, в которых для отвода тепла используются жидкометаллические теплоносители (натрий, калий, их сплавы и др.). Создаются также разные установки для металлургии и литейного производства. Все виды индукционных насосов обратимы, и насосы могут работать в режиме асинхронного генератора, если по их каналам за счет внешнего источника прокачивать жидкий металл со скоростью выше скорости движения поля. Магнитогидродинамические генераторы с жидкими металлами, а также с парами жидких металлов имеют перспективы практического применения в разных энергетических установках, в том числе с ядерными реакторами [58]. Предложены различные конструктивные разновидности подобных генераторов. Однако на пути их создания имеются различные трудности, из которых можно отметить проблему разгона жидких металлов за счет содержащейся в них тепловой энергии.

§ 29-6. Асинхронный преобразователь частоты

Асинхронный преобразователь частоты (рис. 29-12) состоит из трехфазной асинхронной машины *АМ* с фазным ротором и соединенного с ней приводного двигателя *Д*. Одна из обмоток асинхронной машины, например обмотка статора, приключается к первичной сети с частотой f_1, а вторичная обмотка питает вторичную сеть током частоты скольжения $f_2 = sf_1$.

Асинхронная машина *АМ* работает либо в тормозном режиме противовключения, когда $s > 1$ и $f_2 > f_1$, либо в режиме двигателя, когда $s < 1$ и $f_2 < f_1$. В двигательном режиме ротор *АМ* вращается в направлении вращения поля, а в тормозном — против направления вращения поля. Генераторный режим работы *АМ* в преобразователях частоты обычно не используется.

Рис. 29-12. Схема асинхронного преобразователя частоты

Если пренебречь потерями, то первичная мощность *АМ*

$$P_1 = P_{эм},$$

а вторичная мощность, или мощность скольжения,

$$P_2 = sP_{эм} = sP_1.$$

Механическая мощность, развиваемая двигателем *Д*,

$$P_{мх} = P_2 - P_1 = (s - 1) P_1.$$

При $s > 1$, когда $f_2 > f_1$, приводной двигатель *Д* работает в режиме двигателя и $P_{мх} > 0$. При $s < 1$ двигатель *Д* работает в действительности в режиме генератора и $P_{мх} < 0$.

Приводным двигателем *Д* обычно служит асинхронный или синхронный двигатель. Если вторичную частоту необходимо регулировать, то питание первичной обмотки *АМ* током переменной частоты производится от вспомогательной синхронной или коллекторной машины с регулируемой частотой. Для этой же цели в качестве двигателя *Д* можно использовать машину постоянного тока и регулировать скорость ее вращения. Если $f_2 > f_1$, то $P_2 > P_1$, и для облегчения работы контактных колец и щеток в качестве первичной обмотки с током частоты f_1 используется обмотка ротора.

В простейшем случае, когда регулирования частоты f_2 не требуется, приводной синхронный или асинхронный двигатель *Д* и первичную обмотку *АМ* можно питать от общей сети с промышленной частотой f_1. При этом скорость вращения приводного двигателя и всего агрегата, если в случае использования асинхронного приводного двигателя пренебречь его скольжением, равна

$$n = \pm f_1/p_{д},$$

где $p_{д}$ — число пар полюсов двигателя и знак плюс относится к двигательному, а знак минус — к тормозному режиму работы *АМ*.

Скорость вращения поля ротора *АМ*

$$n_1 = f_1/p_{а.м},$$

скольжение ее ротора

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{p_{д} \mp p_{а.м}}{p_{д}}$$

и вторичная частота

$$f_2 = sf_1 = \frac{p_{д} \mp p_{а.м}}{p_{д}} f_1. \quad (29\text{-}1)$$

Если, например, $p_{д} = 1$, $p_{а.м} = 2$ и ротор *АМ* вращается против поля, то

$$f_2 = \frac{1+2}{1} f_1 = 3f_1.$$

§ 29-7. Работа трехфазных асинхронных двигателей при неноминальных условиях

Изменение частоты. Частота сети f_1 может отличаться от номинальной $f_{н}$, в особенности, в маломощных автономных энергетических установках (транспорт, лесоразработки, изолированные строительные объекты и пр.). Рассмотрим влияние изменения частоты на работу двигателя, когда $U_1 = U_{1н} = \text{const}$ и момент нагрузки на валу $M_{ст}$ равен или близок номинальному.

Если пренебречь падениями напряжения, то

$$U_1 = 4{,}44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi, \quad (29\text{-}2)$$

откуда следует, что при $U_1 = \text{const}$ изменение f_1 приводит к изменению потока двигателя Ф. С другой стороны,

$$M = k\Phi I_2 \cos\psi_2,$$

откуда следует, что при $M_{ст} = \text{const}$ изменение Ф приводит к изменению вторичного тока I_2 и нагрузочной составляющей первичного тока.

Ввиду заметного насыщения магнитной цепи асинхронных двигателей уменьшение f_1 и соответствующее ему увеличение Ф приводят к значительному увеличению намагничивающего тока $I_{м}$. Например, уменьшение f_1 на 10% обычно вызывает увеличение $I_{м}$ на 20—30%. Хотя при увеличении Ф и $M_{ст} = \text{const}$ ток I_2 соответственно уменьшается, более значительное увеличение намагничивающего тока может вызвать общее увеличение первичного тока и перегрев первичной обмотки.

Увеличение f_1 и соответствующее ему уменьшение Ф приводят к заметному уменьшению намагничивающего тока. При этом, однако, при $M_{ст} = \text{const}$ растет ток I_2, что приводит к перегрузке током обмотки ротора, а при определенных условиях также и к перегрузке обмотки статора.

Таким образом, как уменьшение, так и увеличение частоты вызывают ухудшение условий работы асинхронных двигателей, работающих при нагрузках, близких к номинальным. Поэтому колебания частоты сети должны быть ограничены. По ГОСТ 183—74 двигатели должны отдавать номинальную мощность при отклонениях частоты от номинального значения до ±5%.

Изменение напряжения при $f_1 = f_{1н}$ приводит, согласно равенству (29-2), к тем же последствиям, как и изменение частоты, с той лишь разницей, что уменьшение U_1 вызывает также уменьшение Ф и наоборот. Поэтому изменение U_1 при $f_1 = \text{const}$ при нагрузках, близких к номинальным, тоже приводит к ухудшению условий работы асинхронных двигателей. В связи в этим колебания U_1 также должны быть ограничены. На основании ГОСТ 183—74 двигатели должны отдавать номинальную мощность при отклонениях напряжения сети от номинального в пределах от —5 до +10%. При одновременном отклонении напряжения и частоты двигатели переменного тока, согласно ГОСТ 183—74, должны отдавать номинальную мощность, если сумма процентных значений этих отклонений без учета знаков не превосходит 10%.

Переключение обмоток слабо загруженных асинхронных двигателей с треугольника на звезду. Как было установлено, при большой нагрузке асинхронного двигателя уменьшение напряжения на его зажимах приводит к перегрузке обмоток двигателя токами со всеми вытекающими отсюда последствиями (увеличение потерь, уменьшение к. п. д., перегрев обмоток). Однако если двигатель нагружен слабо, например до 35—40% от номинальной мощности, то уменьшение U_1 может привести к улучшению энергетических показателей двигателя. Действительно, намагничивающий ток $I_{м}$ в результате уменьшения потока при этом весьма значительно уменьшается и, следовательно, коэффициент мощности заметно увеличивается. Уменьшаются пропорционально U_1^2 также магнитные потери. Хотя при $M_{ст} = \text{const}$ уменьшение U_1 будет вызывать соответствующее увеличение I_2', вследствие недогрузки двигателя величина I_2' может не превышать номинального значения. Нагрузочная составляющая I_1 увеличивается так же, как I_2', но ввиду уменьшения $I_{м}$ результирующее значение I_1 может даже уменьшиться. В результате указанных причин к. п. д. η может увеличиться.

По ряду причин некоторые асинхронные двигатели в условиях эксплуатации могут быть сильно недогруженными. Если обмотки

статора таких двигателей нормально соединены в треугольник, то для улучшения $\cos\varphi$ и к. п. д. двигателей может оказаться целесообразным переключение их в звезду. Напряжения фаз при этом уменьшатся в $\sqrt{3}$ раза, что вызовет уменьшение Φ в $\sqrt{3}$ раза, уменьшение $I_м$ в 2—2,5 раза и при условии $M_{ст} = \mathrm{const}$ — увеличение I_2' в $\sqrt{3}$ раза. Если при этом к. п. д. улучшится или даже останется неизменным, то для улучшения $\cos\varphi$ сети целесообразно

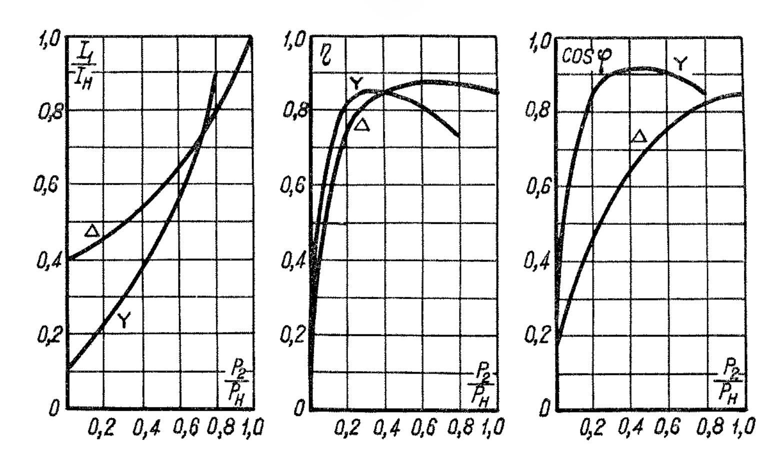


Рис. 29-13. Рабочие характеристики асинхронного двигателя 28 кВт, 975 об/мин при соединениях обмотки статора в треугольник и звезду и при напряжении сети, равном номинальному фазному напряжению двигателя

переключить обмотки статора в звезду. Значение нагрузки, ниже которого такое переключение для данного двигателя целесообразно, должно быть установлено путем расчета или экспериментально.

На рис. 29-13 в качестве иллюстрации к сказанному приведены характеристики двигателя на 28 кВт, 975 об/мин. Из этих характеристик видно, что для улучшения $\cos\varphi$ переключение обмоток этого двигателя в звезду целесообразно при нагрузках ниже 40% от номинального значения, когда $\cos\varphi$ и η будут выше, чем при соединении в треугольник.

§ 29-8. Несимметричные режимы работы асинхронных двигателей

Предварительные замечания. Несимметричные режимы работы асинхронных двигателей возникают в следующих случаях: 1) при искажении симметрии напряжений сети, 2) при несимметрии сопротивлений в цепях статора и ротора, 3) при несимметричной схеме соединений обмоток двигателя. Такие режимы могут возникнуть как результат отклонения условий работы двигателя от нормальных, в частности, вследствие неисправностей и аварий. В ряде случаев несимметричные режимы используются для получения характеристик с особыми свойствами. Рассмотрим некоторые несимметричные режимы и будем полагать, что устройство асинхронной машины в целом и фаз ее обмоток является симметричным.

Несимметричные режимы работы асинхронных машин целесообразно исследовать с помощью метода симметричных составляющих, пренебрегая насыщением и пользуясь методом наложения. Составляющие нулевой последовательности в токах обмоток асинхронных двигателей обычно не возникают, так как нулевые точки этих обмоток, если обмотки соединены в звезду, обычно изолированы. Поэтому следует рассмотреть поведение асинхронных машин по отношению к составляющим напряжений и токов прямой и обратной последовательности.

Работа асинхронной машины при несимметрии приложенных напряжений. Пусть система трехфазных напряжений, приложенных к первичной обмотке асинхронной машины, несимметрична и содержит составляющие прямой (U_{11}) и обратной (U_{12}) последовательности. Все изложенное в предыдущих главах относилось к асинхронной машине с напряжениями и токами прямой последовательности. Повторим здесь вкратце полученные выше результаты, введя дополнительный индекс 1 для обозначения прямой последовательности, а затем распространим эти результаты на напряжения и токи обратной последовательности (с дополнительным индексом 2).

Напряжения U_{11} вызывают в первичной цепи машины токи прямой последовательности I_{11}. Эти токи создают магнитное поле и поток прямой последовательности, которые вращаются со скоростью

$$n_1 = f_1/p \qquad (29\text{-}3)$$

и индуктируют токи прямой последовательности I_{21} во вторичной обмотке. Токи I_{11} и I_{21} создают общее магнитное поле прямой последовательности, вращающееся со скоростью n_1. Скольжение ротора относительно этого поля есть скольжение прямой последовательности:

$$s_1 = s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \qquad (29\text{-}4)$$

где n — скорость вращения ротора, положительная в случае, когда ротор вращается в сторону поля прямой последовательности.

Для системы токов и напряжений прямой последовательности действительна схема замещения рис. 29-14, *а*, которая идентична

схемам замещения рис. 24-6. Эта схема позволяет рассчитать токи I_{11} и I'_{21}, если известны U_{11} и параметры машины.

Токи и поле прямой последовательности создают вращающий момент прямой последовательности

$$M_1 = m_1 I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} \frac{p}{\omega_1}. \qquad (29\text{-}5)$$

Напряжения обратной последовательности U_{12}, приложенные к первичной обмотке, вызывают в ней токи обратной последовательности I_{12}. Токи I_{12} создают поле обратной последовательности, вра-

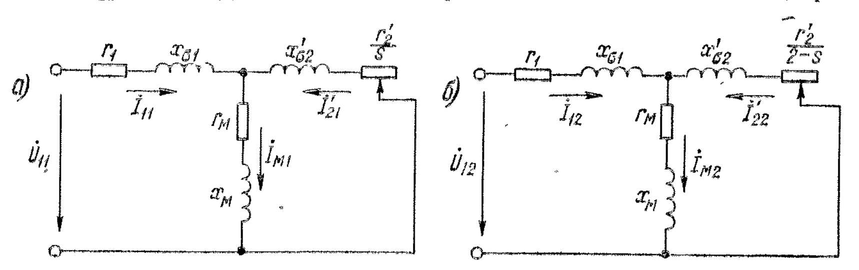


Рис. 29-14. Схемы замещения асинхронной машины для токов и напряжений прямой (*а*) и обратной (*б*) последовательности

щающееся с той же скоростью, что и поле прямой последовательности, но в обратную сторону, так как эти токи имеют обратное чередование фаз. Следовательно, скорость вращения поля обратной последовательности

$$n_2 = -n_1 = -f_1/p. \qquad (29\text{-}6)$$

Это поле индуктирует во вторичной цепи токи обратной последовательности I'_{22}. Токи I_{12} и I'_{22} создают общее магнитное поле обратной последовательности. Скольжение ротора относительно этого поля, или скольжение обратной последовательности,

$$s_2 = \frac{n_2 - n}{n_2} = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1}.$$

Подставим сюда скорость ротора, выраженную через скольжение прямой последовательности:

$$n = (1 - s)\, n_1. \qquad (29\text{-}7)$$

Тогда получим

$$s_2 = 2 - s. \qquad (29\text{-}8)$$

Для системы токов и напряжений обратной последовательности действительна схема замещения рис. 29-14, *б*, которая аналогична схеме рис. 29-14, *а*, однако вместо $s_1 = s$ скольжение $s_2 = 2 - s$.

Токи и поле обратной последовательности создают в р а щ а ю щ и й м о м е н т о б р а т н о й п о с л е д о в а т е л ь н о с т и

$$M_2 = -\frac{p}{\omega_1} m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{s_2} = -m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s} \frac{p}{\omega_1}. \qquad (29\text{-}9)$$

Знак минус здесь введен по той причине, что при $s_2 > 0$ момент M_2 действует в сторону вращения обратного поля и является поэтому отрицательным.

На ротор машины действует общий вращающий момент

$$M = M_1 + M_2 = \left(m_1 I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} - m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s}\right) \frac{p}{\omega_1}. \qquad (29\text{-}10)$$

Необходимо отметить, что, кроме моментов M_1 и M_2, в результате взаимодействия токов обратной последовательности ротора с прямым полем и взаимодействия токов прямой последовательности ротора с обратным полем возникают также добавочные составляющие вращающего момента. Однако эти добавочные моменты пульсируют с большой частотой, равной $2f_1$, и среднее значение их равно нулю. Поэтому они практически не оказывают влияния на движение ротора. Вместе с тем в результате взаимодействия прямых и обратных полей возникают вибрационные радиальные силы частоты $2f_1$.

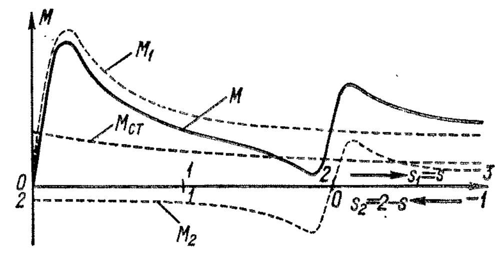


Рис. 29-15. Моменты прямой (M_1) и обратной (M_2) последовательности и результирующий момент (M) асинхронной машины в функции скольжения

Надо также отметить, что в общем случае параметры вторичной цепи r'_2 и $x'_{\sigma 2}$ для токов прямой и обратной последовательности различны, так как частоты этих токов $f_{21} = sf_1$, $f_{22} = (2-s)f_1$ неодинаковы и влияние вытеснения тока сказывается поэтому в различной степени. Это обстоятельство необходимо учитывать при практических расчетах.

На рис. 29-15 изображены кривые моментов M_1, M_2 и M для случая, когда U_{12} и U_{11} постоянны по значению и $U_{12}/U_{11} = 0{,}5$. Ввиду преобладания составляющей прямой последовательности режим работы машины в целом определяется действием этой составляющей. Как видно из рис. 29-15, под влиянием токов обратной последовательности результирующий момент двигателя M снижается, скольжение при том же моменте сопротивления на валу $M_{ст}$

увеличивается и, следовательно, увеличиваются потери и нагрев машины, а также уменьшается к. п. д. Все это является следствием того, что по отношению к системе обратной последовательности машина при $0 < s < 1$ работает в тормозном режиме ($1 < s_2 < 2$).

Из сказанного следует, что наличие токов обратной последовательности ухудшает условия работы асинхронных двигателей, и поэтому искажение симметрии системы питающих напряжений нежелательно. Однако в ряде случаев несимметричные режимы используются в специальных целях.

Несимметрия сопротивлений во вторичной цепи может возникать в результате различных неисправностей (например, отсутствие контакта в цепи одной фазы трехфазного ротора или обрыв одного или нескольких стержней короткозамкнутого алюминиевого ротора вследствие дефектов литья). Иногда для уменьшения числа контактов реостата или контроллера при сохранении достаточно большого числа ступеней пуска применяются также несимметричные пусковые реостаты, в которых переключение ступеней реостата в разных фазах производится неодновременно. Например, если каждая фаза трехфазного пускового реостата имеет $n = 2$ ступени и переключение ступеней в каждой фазе производится одновременно, то получим $2 + 1 = 3$ ступени пуска. Если же ступени каждой фазы переключить поочередно, то получим $2 \cdot 3 + 1 = 7$ ступеней пуска. В последнем случае большое число ступеней пуска достигается при относительно простой и дешевой пусковой аппаратуре.

Рассмотрим, как влияет несимметрия цепи ротора на работу двигателя. Предположим при этом, что обмотка ротора является трехфазной.

Симметричная система напряжений сети U_1 вызывает в обмотке статора токи $I_1 = I_{11}$ частоты сети f_1. Вращающееся поле прямой последовательности, созданное этими токами, индуктирует в фазах ротора э. д. с. E_2 частоты $f_2 = sf_1$. Вследствие неравенства сопротивлений отдельных фаз токи в фазах ротора будут неодинаковы, и их можно разложить на токи прямой (I_{21}) и обратной (I_{22}) последовательности.

Токи прямой последовательности ротора I_{21} частоты sf_1 создают прямое поле, вращающееся синхронно с полем токов $I_1 = I_{11}$ статора, вследствие чего образуется результирующее, или общее, прямое поле двигателя. В результате взаимодействия этого поля с токами ротора I_{21} создается вращающий момент прямой последовательности M_1, который имеет ту же природу, что и обычный момент двигателя при симметричном режиме работы.

Токи обратной последовательности ротора I_{22} также имеют частоту $f_2 = sf_1$ и создают поле, вращающееся со скоростью

$$n_{2p} = sn_1$$

относительно ротора в обратном направлении. Сам ротор вращается со скоростью

$$n = (1 - s)\, n_1$$

в прямом направлении, и поэтому скорость вращения обратного поля ротора относительно статора

$$n_2 = n - n_{2p} = (1 - s)\, n_1 - sn_1 = (1 - 2s)\, n_1. \qquad (29\text{-}11)$$

Это поле индуктирует в статоре токи I_{12} частоты

$$f_{2c} = (1 - 2s)\, f_1, \qquad (29\text{-}12)$$

которые замыкаются через сеть и накладываются на токи I_{11} частоты f_1. Так как в самой первичной сети нет напряжений и э. д. с. частоты f_{2c} и сопротивление сети по отношению к сопротивлению обмоток двигателя мало, то можно считать, что обмотка статора по отношению к токам I_{12} замкнута накоротко.

Токи ротора I_{22} и статора I_{12} создают общее вращающееся поле, и при взаимодействии этого поля с током ротора I_{22} возникает действующий на ротор момент M_2. Общий действующий на ротор вращающий момент

$$M = M_1 + M_2. \qquad (29\text{-}13)$$

При скольжениях $0,5 < s < 1$, согласно равенству (29-11), имеем $n_2 < 0$, т. е. обратное поле вращается относительно статора в отрицательном направлении. Однако создаваемый при этом момент M_2 действует в положительном направлении ($M_2 > 0$), в результате чего и сам ротор вращается против направления вращения поля. Эти явления вполне аналогичны явлениям в асинхронном двигателе с питанием со стороны ротора, когда движение ротора также происходит против направления поля. При скольжениях $0 < s < 0,5$ [см. выражение (29-11)] имеем $n_2 > 0$, т. е. обратное поле вращается в положительном направлении, вследствие чего $M_2 < 0$. При $s = 0,5$ [см. выражение (29-11)] $n_2 = 0$, обратное поле неподвижно относительно статора, поэтому токи I_{12} в статоре не индуктируются и $M_2 = 0$.

Характер кривой момента $M_2 = f(s)$ представлен на рис. 29-16, *а*. Там же показан характер кривой $M_1 = f(s)$ и $M = M_1 + M_2 = f(s)$. Кривая момента M_1 имеет в области $s = 0,5$ провал в связи с тем, что при $s = 0,5$ ток $I_{12} = 0$, размагничивающее действие токов I_{12} по отношению к полю токов ротора I_{22} отсутствует (режим идеального холостого хода), поэтому индуктивное сопротивление токам I_{22} велико, вследствие чего значения всех токов I_{22}, I_{21} и $I_1 = I_{11}$ при $s \approx 0,5$ уменьшаются.

В связи со сказанным выше кривая моментов $M = f(s)$ двигателя также имеет в области $s = 0,5$ провал. При значительной несимметрии сопротивлений вторичной цепи этот провал может

оказаться настолько большим, что двигатель при пуске «застрянет» на скорости $n \approx 0,5\ n_1$ и не достигнет нормальной скорости вращения. Токи обмоток при этом будут велики и опасны для двигателя. Если одна из трех фаз ротора имеет обрыв, то величина M в области $s = 0,5$ будет даже отрицательной (рис. 29-16, *б*) и дви-

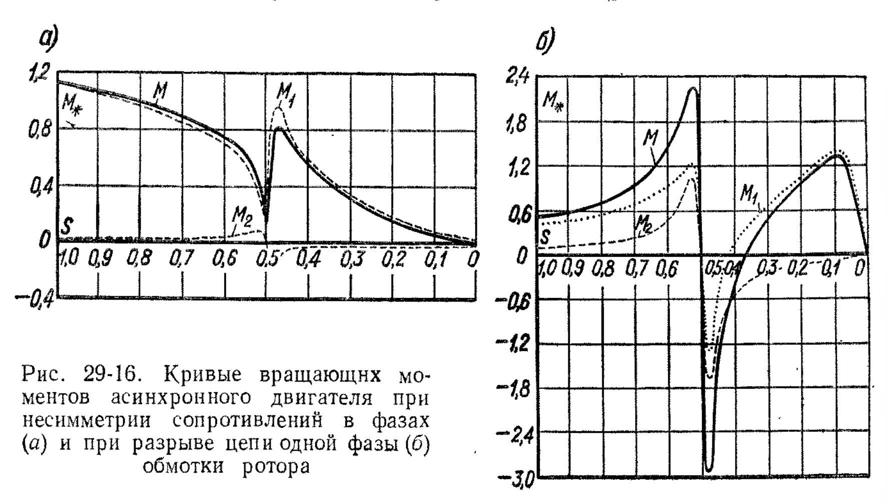


Рис. 29-16. Кривые вращающих моментов асинхронного двигателя при несимметрии сопротивлений в фазах (*а*) и при разрыве цепи одной фазы (*б*) обмотки ротора

гатель не достигнет нормальной скорости вращения даже при пуске на холостом ходу. Такое явление впервые было описано Г. Гергесом в 1896 г. и называется **эффектом Гергеса** или **эффектом одноосного включения**. При увеличении активных сопротивлений цепи ротора, например, с помощью реостата кривая момента при обрыве одной фазы цепи ротора становится более благоприятной.

Глава тридцатая

ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 30-1. Основы теории однофазных асинхронных двигателей

Основные положения. В тех случаях, когда потребление электрической энергии невелико (жилые дома, торговые предприятия и т. д.) или когда выполнение трехфазных сетей затруднительно (например, железные дороги, электрифицируемые на переменном токе), применяются однофазные электрические сети. При

этом возникает необходимость использования однофазных двигателей переменного тока. Мощности однофазных двигателей обычно относительно невелики (до 5—10 кВт).

Однофазный асинхронный двигатель имеет на статоре однофазную обмотку, а на роторе — обмотку в виде беличьей клетки, как и у трехфазного короткозамкнутого двигателя. Можно представить себе, что однофазный асинхронный двигатель получается из трехфазного путем отключения одной фазы статора (рис. 30-1, *а*).

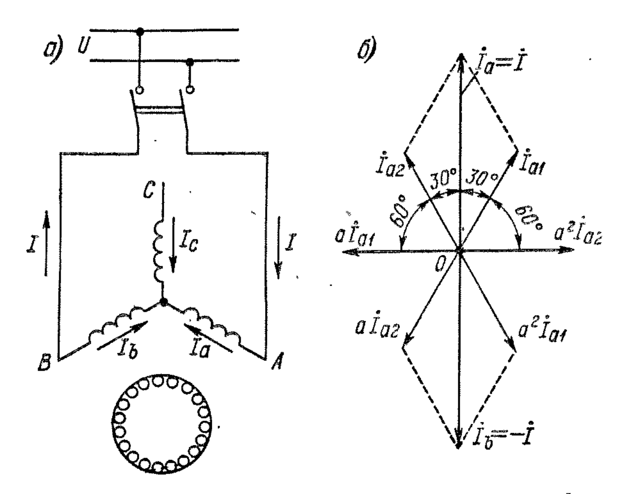


Рис. 30-1. Схема (*а*) и диаграмма токов статора (*б*) однофазного асинхронного двигателя, рассматриваемого как трехфазный с отключением одной фазы

Оставшиеся две фазы статора с фазной зоной 60° составляют тогда вместе однофазную обмотку с фазной зоной 120°. Такая однофазная обмотка обладает тем преимуществом, что она не создает в воздушном зазоре третьей гармоники магнитного поля и имеет достаточно большой обмоточный коэффициент (см. § 21-4).

Однофазный ток I_1 статора однофазного двигателя создает пульсирующее магнитное поле, которое можно разложить на два поля, имеющих равные амплитуды и вращающиеся в противоположные стороны с одинаковой скоростью

$$n_1 = f_1/p.$$

При неподвижном роторе ($n = 0$, $s = 1$) эти поля создают одинаковые по значению, но разные по знаку моменты M_1 и M_2 (рис. 30-2). Поэтому при пуске результирующий момент

$$M = M_1 + M_2$$

двигателя, не имеющего специальных пусковых приспособлений, равен нулю и двигатель не может прийти во вращение. Если, однако, ротор приведен во вращение в ту или иную сторону, то один из моментов M_1 или M_2 будет преобладать. Если при этом $M > M_{ст}$, то двигатель достигнет определенной установившейся скорости вращения. Оба направления вращения двигателя равноценны, и тормозной режим работы отсутствует.

По своим рабочим свойствам однофазный двигатель близок к трехфазному, работающему при сильном искажении симметрии питающих напряжений (см. § 29-8). Поэтому энергетические показатели однофазного двигателя хуже, чем у трехфазного. Использование материалов у однофазного двигателя также хуже. При одинаковых габаритах номинальная мощность однофазного двигателя составляет не более 50—60% от номинальной мощности трехфазного двигателя. Это связано с тем, что обмотка статора однофазного двигателя занимает не все пазы и имеется обратное поле, которое уменьшает вращающий момент, увеличивает потери двигателя и вызывает его дополнительный нагрев.

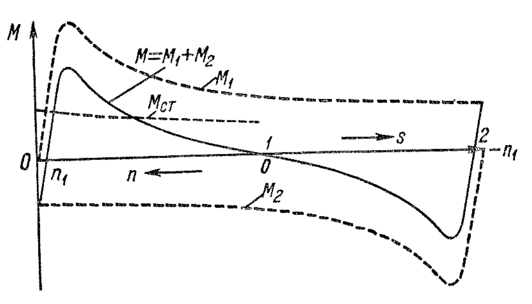


Рис. 30-2. Кривые моментов однофазного двигателя

Трехфазный двигатель будет работать в режиме однофазного двигателя, если произойдет обрыв одной фазы цепи статора (например, перегорание защитного плавкого предохранителя в одной фазе). При этом наступает опасный для двигателя режим работы.

Действительно, полезная мощность двигателя в трехфазном режиме

$$P_3 = \sqrt{3}\, U I_3 \eta_3 \cos\varphi_3$$

и в однофазном

$$P_1 = U I_1 \eta_1 \cos\varphi_1.$$

При переходе трехфазного двигателя в однофазный режим скорость вращения практически не изменится, и поэтому мощность на валу $P_1 \approx P_3$. Если бы к. п. д. и $\cos\varphi$ не изменились, то ток в однофазном режиме I_1 был бы в $\sqrt{3}$ раза больше тока в трехфазном режиме I_3. В действительности η и $\cos\varphi$ уменьшаются и увеличение тока будет больше. Если двигатель нес большую нагрузку, то при переходе в однофазный режим ток будет значительно больше номинального, и если двигатель при этом не будет отключен, то в результате перегрева он выйдет из строя. Работа «на двух фазах» является нередкой причиной повреждения трехфазных двигателей при их защите плавкими предохранителями, так как ток перегорания плавкой вставки приходится выбирать равным около 2,5 $I_н$, чтобы плавкая вставка не перегорала при пуске двигателя.

Основы теории однофазного двигателя. Режим работы однофазного двигателя целесообразно исследовать как несимметричный режим работы трехфазного двигателя.

В соответствии с рис. 30-1, *а*

$$\dot I_a = -\dot I_b = \dot I; \quad \dot I_c = 0. \tag{30-1}$$

Симметричные составляющие тока фазы *а* статора при этом будут:

$$\left.\begin{aligned}
\dot I_{a1} &= \frac{1}{3}(\dot I_a + a\dot I_b + a^2\dot I_c) = \frac{1}{3}(1-a)\,\dot I;\\
\dot I_{a2} &= \frac{1}{3}(\dot I_a + a^2\dot I_b + a\dot I_c) = \frac{1}{3}(1-a^2)\,\dot I;\\
\dot I_{a0} &= \frac{1}{3}(\dot I_a + \dot I_b + \dot I_c) = 0,
\end{aligned}\right\} \tag{30-2}$$

где

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Таким образом,

$$\left.\begin{aligned}
\dot I_{a1} &= \frac{1}{3}\left(\frac{3}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot I = \frac{1}{\sqrt{3}}\,\dot I e^{-j\frac{\pi}{6}};\\
\dot I_{a2} &= \frac{1}{3}\left(\frac{3}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot I = \frac{1}{\sqrt{3}}\,\dot I e^{j\frac{\pi}{6}}.
\end{aligned}\right\} \tag{30-3}$$

Векторная диаграмма токов статора на основании приведенных соотношений представлена на рис. 30-1, *б*.

Первичное напряжение двигателя

$$\dot U = \dot U_{ab} = \dot U_a - \dot U_b = (\dot U_{a1} + \dot U_{a2}) - (\dot U_{b1} + \dot U_{b2}) =$$
$$= (Z_{c1}\dot I_{a1} + Z_{c2}\dot I_{a2}) - (Z_{c1}\dot I_{b1} + Z_{c2}\dot I_{b2}),$$

где Z_{c1} и Z_{c2} — сопротивления фаз трехфазного двигателя для токов прямой и обратной последовательности, измеренные со стороны зажимов первичной обмотки и учитывающие также сопротивления вторичной обмотки.

Подставив в последнее равенство

$$\dot I_{b1} = a^2\dot I_{a1}; \quad \dot I_{b2} = a\dot I_{a2}$$

и значения $\dot I_{a1}$ и $\dot I_{a2}$ из (30-2), получим

$$\dot U = \frac{1}{3}(1-a^2)(1-a)\,Z_{c1}\dot I + \frac{1}{3}(1-a)(1-a^2)\,Z_{c2}\dot I,$$

где

$$\frac{1}{3}(1-a^2)(1-a) = \frac{1}{3}(1-a^2-a+a^3) = 1,$$

и поэтому

$$\dot U = (Z_{c1} + Z_{c2})\,\dot I. \tag{30-4}$$

Рис. 30-3. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

Сопротивления Z_{c1} и Z_{c2} представляют собой сопротивления схем замещения рис. 29-14. Согласно равенству (30-4), эти сопротивления соединяются последовательно, и поэтому схема замещения однофазного двигателя имеет вид, изображенный на рис. 30-3. Верхняя часть схемы соответствует токам прямой, а нижняя — токам обратной последовательности. Так как на основании выражений (30-3)

$$I = I_a = \sqrt{3}\,I_{a1} = \sqrt{3}\,I_{a2}, \tag{30-5}$$

то все токи и напряжения схемы рис. 30-3 в $\sqrt{3}$ раза больше их симметричных составляющих. Необходимо подчеркнуть, что сопротивления схемы рис. 30-3 являются сопротивлениями фазы трехфазного двигателя и сопротивления r_2', $x_{\sigma 2}'$ при проявлении эффекта вытеснения тока для верхней и нижней частей схемы различны ввиду различия частот прямой и обратной составляющих токов ротора.

Вращающий момент однофазного двигателя

$$M=M_1+M_2=\frac{p}{\omega_1}\left[3\left(\frac{I'_{21}}{\sqrt{3}}\right)^2\frac{r'_2}{s}-3\left(\frac{I'_{22}}{\sqrt{3}}\right)^2\frac{r'_2}{2-s}\right]$$

или

$$M=\frac{p}{\omega_1}\left[I'^2_{21}\frac{r'_2}{s}-I'^2_{22}\frac{r'_2}{2-s}\right], \qquad (30\text{-}6)$$

где вторичные токи I'_{21} и I'_{22} соответствуют схеме замещения рис. 30-3.

При постоянстве параметров двигателя для его токов существует круговая диаграмма, которая здесь не рассматривается.

§ 30-2. Разновидности однофазных асинхронных двигателей

Как было установлено выше, однофазный двигатель с одной обмоткой на статоре не развивает пускового момента и не способен прийти во вращение. В связи с этим необходимы дополнительные меры для создания в двигателе пуско-

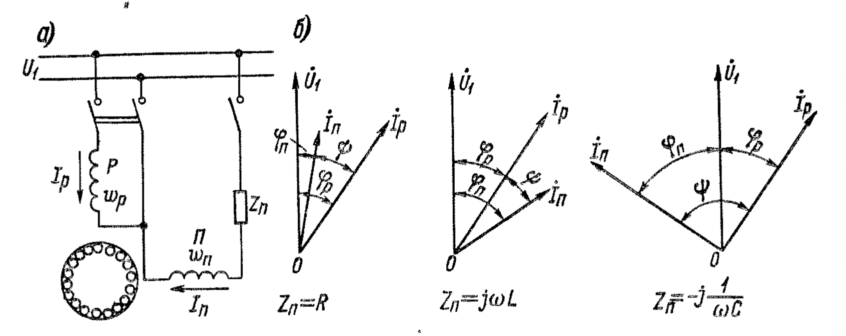


Рис. 30-4. Схема (*а*) и векторные диаграммы (*б*) однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой

вого момента. Эти меры направлены на усиление при пуске прямого поля и ослабление обратного, чтобы при $s=1$ было

$$M=M_1+M_2>0.$$

Наилучшие условия пуска достигаются в случае, когда обратное поле при пуске полностью уничтожается и поэтому $M_2=0$. Разные виды однофазных асинхронных двигателей отличаются друг от друга способами создания отличного от нуля пускового момента.

Двигатели с пусковой обмоткой (рис. 30-4) являются наиболее распространенными однофазными двигателями. В них, кроме рабочей обмотки P с фазной зоной 120°, на статоре имеется также пусковая обмотка $П$ с фазной зоной 60°, сдвинутая относительно рабочей обмотки на 90° эл. Последовательно с пусковой обмоткой

включается фазосмещающий элемент (сопротивление) $Z_{\text{п}}$ для создания сдвига фаз ψ между токами обмоток $\dot I_{\text{р}}$ и $\dot I_{\text{п}}$.

Н. с. двух обмоток

$$\left.\begin{aligned}\dot F_{\text{р}}&=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\,w_{\text{р}}k_{\text{об. р}}\dot I_{\text{р}};\\ \dot F_{\text{п}}&=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\,w_{\text{п}}k_{\text{об. п}}\dot I_{\text{п}}\end{aligned}\right\} \qquad (30\text{-}7)$$

в общем случае, когда $F_{\text{р}}\neq F_{\text{п}}$ и $\psi\neq 90°$ (рис. 30-5, *а*), составляют несимметричную двухфазную систему векторов, которую можно разложить на системы прямой

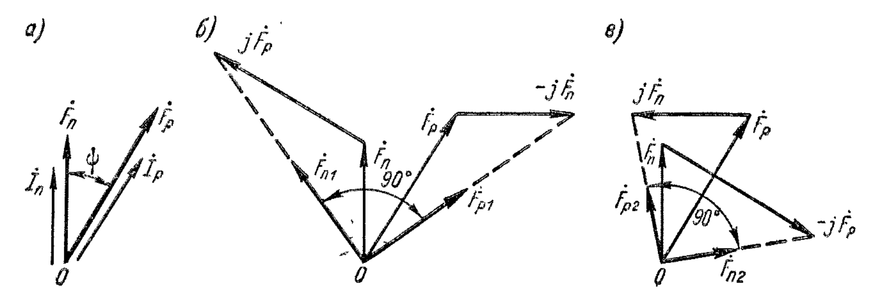


Рис. 30-5. Векторные диаграммы н. с. обмоток статора однофазного асинхронного двигателя (*а*) и н. с. прямой (*б*) и обратной (*в*) последовательности

($\dot F_1$) и обратной ($\dot F_2$) последовательности. Учитывая, что вместо оператора трехфазной системы

$$a=e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

для двухфазной системы действителен оператор

$$a=e^{j\frac{\pi}{2}}=j,$$

для симметричных составляющих векторов н. с. пусковой обмотки имеем

$$\left.\begin{aligned}F_{\text{п}1}&=\frac{1}{2}(\dot F_{\text{п}}+j\dot F_{\text{р}});\\ \dot F_{\text{п}2}&=\frac{1}{2}(\dot F_{\text{п}}-jF_{\text{р}})\end{aligned}\right\} \qquad (30\text{-}8)$$

и для симметричных составляющих н. с. рабочей обмотки

$$\left.\begin{aligned}\dot F_{\text{р}1}&=-jF_{\text{п}1}=\frac{1}{2}(\dot F_{\text{р}}-j\dot F_{\text{п}});\\ \dot F_{\text{р}2}&=j\dot F_{\text{п}2}=\frac{1}{2}(\dot F_{\text{р}}+j\dot F_{\text{п}}).\end{aligned}\right\} \qquad (30\text{-}9)$$

Симметричные составляющие системы векторов рис. 30-5, *а* в соответствии с выражениями (30-8) и (30-9) представлены на рис. 30-5, *б* и *в*.

Если $\dot{F}_п$ и $\dot{F}_р$ равны и сдвинуты по фазе на 90°, т. е. если

$$\dot{F}_п = \dot{F}_р e^{j\frac{\pi}{2}} = j\dot{F}_р \qquad (30\text{-}10)$$

или

$$\dot{F}_п = \dot{F}_р e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j\dot{F}_р, \qquad (30\text{-}11)$$

то, согласно выражениям (30-8) и (30-9), будет существовать только одна из симметричных составляющих н. с. Так как обмотка сдвинута в пространстве также на 90° эл., то в этом случае возникает только одно вращающееся поле, как и в трехфазном двигателе при симметричной нагрузке фаз.

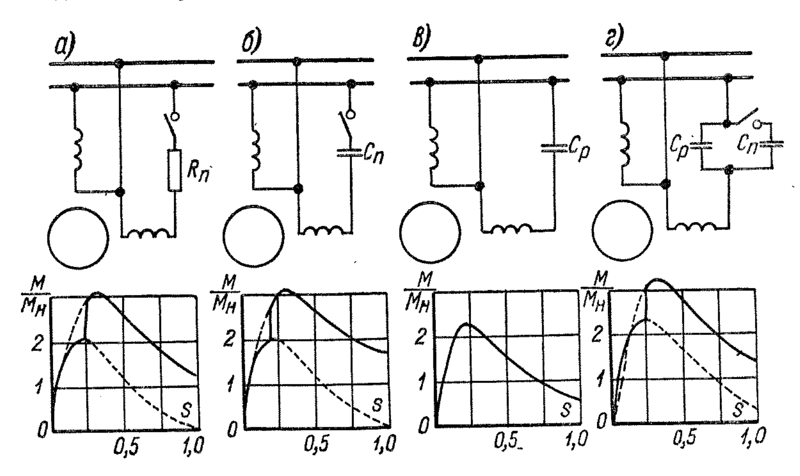


Рис. 30-6. Схемы включения и вид механических характеристик однофазных асинхронных двигателей с пусковой обмоткой (*а*, *б*) и конденсаторных (*в*, *г*)

В качестве фазосмещающего элемента могут быть использованы активное ($Z_п = R$), индуктивное ($Z_п = j\omega L$) и емкостное $\left(Z_п = -j\frac{1}{\omega C}\right)$ сопротивления (рис. 30-4). Учитывая, что сопротивления самих обмоток имеют активные и индуктивные составляющие, можно заключить, что при $Z_п = R$ и $Z_п = -j\frac{1}{\omega C}$ ток $I_п$ будет опережать $I_р$, а при $Z_п = j\omega L$ ток $I_п$ будет отставать от $I_р$. Сдвиг $\psi = 90°$ может быть достигнут только при емкостном сопротивлении. В двух других случаях всегда создаются два поля, вращающиеся в обратные стороны, но одно из них будет сильнее, в результате чего развивается пусковой момент M и при $M_п > M_{ст}$ двигатель пойдет в ход. При $Z_п = j\omega L$ направление вращения будет обратным по сравнению с двумя другими случаями.

Пусковые условия будут лучшими при включении емкости в пусковую фазу. Однако необходимая емкость C довольно велика, вследствие чего размеры и стоимость конденсатора также велики. Поэтому конденсаторный пуск применяется сравнительно редко, лишь при необходимости большого пускового момента. Пуск с помощью индуктивного сопротивления дает наихудшие результаты и

в настоящее время почти не используется. Чаще всего применяется пуск с помощью активного сопротивления. При этом обычно сама пусковая обмотка выполняется с повышенным активным сопротивлением (уменьшенное сечение обмоточного провода, а также намотка части витков катушек в бифиляр). Иногда применяются также схемы пуска, когда в одну фазу включается активное, а в другую — индуктивное или емкостное сопротивление.

После того как двигатель при пуске достигнет определенной скорости вращения, пусковая обмотка отключится с помощью центробежного выключателя, реле времени, токового реле или вручную. При этом двигатель будет работать только с рабочей обмоткой, и относительно режима его работы действительно все сказанное в § 30-1.

Типичный вид механических характеристик однофазных двигателей показан на рис. 30-6, *а* и *б*. Штриховая линия в области $0 < s < 0{,}25$ соответствует включению обеих обмоток, а штриховая линия в области $0{,}25 < s < 1$ — включению только рабочей обмотки.

Для работы от однофазной сети могут быть использованы также трехфазные двигатели. К числу лучших схем включения таких двигателей относятся схемы рис. 30-7. Две нижние схемы рис. 30-7 применяются в случае, когда выведены все шесть концов обмотки. Двигатели с соединением обмоток согласно схемам рис. 30-7 практически равноценны двигателям, которые спроектированы для работы как однофазные. Номинальная мощность при этом составляет 40—50% от мощности в симметричном трехфазном режиме. После окончания пуска фаза с пусковым сопротивлением отключается.

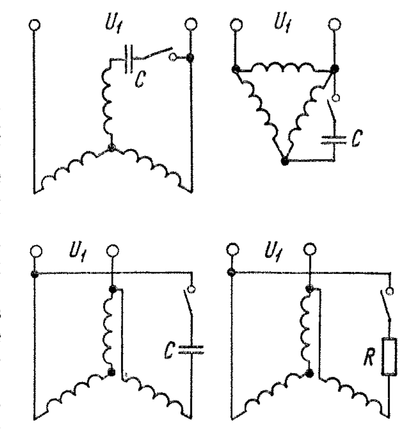


Рис. 30-7. Некоторые схемы включения трехфазных асинхронных двигателей для работы от однофазной сети

Асинхронный конденсаторный двигатель (рис. 30-8) имеет на статоре две обмотки, которые обе являются рабочими, и в одну из этих обмоток включается емкость $C_р$, значение которой рассчитывается так, что при номинальной нагрузке существует только вращающееся поле прямой последовательности. Обе обмотки при этом имеют фазные зоны по 90° эл. и сдвинуты относительно друг друга в пространстве также на 90° эл. Мощность обеих обмоток при $P = P_н$ также одинакова, но их числа витков, токи и напряжения различны. Конденсаторный двигатель, в сущности, представляет собой двухфазный двигатель, который подключен посредством конденсатора $C_р$ к однофазной сети и при $P = P_н$ имеет симметричную нагрузку фаз. При других нагрузках симметрия н. с. фаз нарушается и появляется также обратное поле, так как при различных нагрузках значения емкости, необходимые для достижения симметричной нагрузки, также различны.

Емкость $C_р$, подобранная по рабочему режиму, недостаточна для получения высокого пускового момента (рис. 30-6, *в*). Поэтому в необходимых случаях параллельно $C_р$ на время пуска включается добавочная, пусковая емкость $C_п$ (рис. 30-6, *г*).

Использование материалов в конденсаторном двигателе и его к. п. д. значительно выше, чем в однофазных двигателях с пусковой обмоткой, и почти такие же, как у трехфазных двигателей. Коэффициент мощности конденсаторного двигателя ввиду наличия конденсатора выше, чем у трехфазных двигателей равной мощности.

В СССР изготовляются однофазные двигатели единой серии с пусковым сопротивлением (АОЛБ), с пусковой емкостью (АОЛГ) и конденсаторные с рабочей и пусковой емкостью (АОЛД) мощностью от 18 до 600 Вт. Двигатели с пусковым активным сопротивлением применяются в стиральных и холодильных машинах, доильных аппаратах, машинах для стрижки овец, центрифугах, для привода малых станков и т. д. Двигатели с конденсаторным пуском используются при повышенных требованиях к пусковому моменту (установки для кондиционирования воздуха, компрессоры и др.).

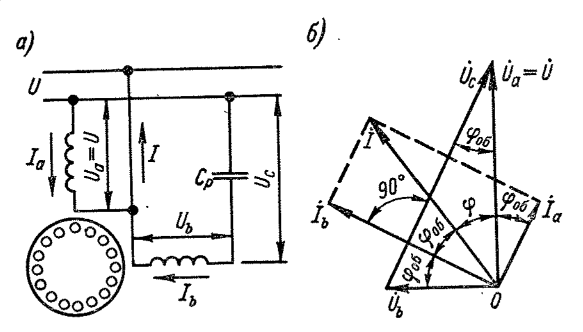


Рис. 30-8. Схема асинхронного конденсаторного двигателя (*а*) и его векторная диаграмма при круговом поле (*б*)

Рабочая емкость конденсаторного двигателя определяется из следующих условий (рис. 30-8).

Коэффициентом трансформации k называется отношение числа витков конденсаторной (b) и неконденсаторной (a) обмоток:

$$k = w_b/w_a = U_b/U_a. \tag{30-12}$$

При чисто круговом поле напряжения фаз сдвинуты по фазе на 90° и

$$U_b = \frac{w_b}{w_a} U_a \tag{30-13}$$

или

$$U_b = kU_a, \tag{30-14}$$

а и. с. обмоток

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_b w_b k_{об} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_a w_a k_{об} \tag{30-15}$$

и токи I_a, I_b также сдвинуты по фазе на 90°.

Перемножив левые и правые части равенств (30-13) и (30-15), получим

$$U_b I_b = U_a I_a, \tag{30-16}$$

т. е. полные мощности обмоток при круговом поле равны и

$$U_b/U_a = I_a/I_b = k. \tag{30-17}$$

Так как напряжения фаз, так же как и токи, сдвинуты по фазе на 90°, то углы сдвига фаз между напряжением и током каждой обмотки при круговом поле

равны:

$$\angle (\dot U_b, \dot I_b) = \angle (\dot U_a, \dot I_a) = \varphi_{об},$$

в результате чего равны также активные мощности фаз обмотки.

Кроме того (рис. 30-8, *а*),

$$\dot U_a = \dot U, \quad \dot U_b + \dot U_c = \dot U$$

и сдвиг фаз между I_b и напряжением конденсатора составляет 90°. Согласно этим условиям построена векторная диаграмма (рис. 30-8, *б*). Нетрудно установить, что изображенные на ней треугольники токов и напряжений подобны и имеют углы, равные $\varphi_{об}$.

На основании рис. 30-8, *б* напряжение на конденсаторе

$$U_c = U_b/\sin\varphi_{об}.$$

Необходимая для получения кругового поля емкость определяется соотношением

$$I_b = \frac{U_c}{x_c} = \omega C \frac{U_b}{\sin\varphi_{об}},$$

откуда

$$C = \frac{I_b \sin\varphi_{об}}{\omega U_b}. \tag{30-18}$$

Мощность конденсатора

$$Q_c = U_c I_b = \frac{U_b I_b}{\sin\varphi_{об}}. \tag{30-19}$$

С другой стороны, полная мощность двигателя, потребляемая из сети,

$$S = U_a I = U_c I \cos\varphi_{об} = U_c I_b = \frac{U_b I_b}{\sin\varphi_{об}}. \tag{30-20}$$

Отсюда следует, что мощность конденсатора должна быть равна полной мощности двигателя при круговом поле. Таким образом, мощность конденсатора достаточно велика.

Двигатель с экранированными полюсами (рис. 30-9, *а*) имеет на статоре явновыраженные полюсы с однофазной обмоткой O и ротор с обмоткой в виде беличьей клетки. Часть наконечника каждого полюса охвачена (экранирована) короткозамкнутым витком K. Ток статора $\dot I_1$ создает в неэкранированной и экранированной частях полюса пульсирующие потоки $\dot\Phi_1'$ и $\dot\Phi_1''$ (рис. 30-9, *б*). Поток $\dot\Phi_1''$ индуктирует в короткозамкнутом витке э. д. с. $\dot E_к$, которая отстает от $\dot\Phi_1''$ на 90°. Короткозамкнутый виток имеет определенное активное и индуктивное сопротивления, и его ток $\dot I_к$ отстает от э. д. с. $\dot E_к$ на угол $\varphi_к < 90°$. Ток $\dot I_к$ создает поток $\dot\Phi_к$, и результирующий поток экранированной части полюса

$$\dot\Phi_э = \dot\Phi_1'' + \dot\Phi_к$$

сдвинут по фазе относительно потока неэкранированной части полюса $\dot\Phi_1'$ на некоторый угол ψ. Так как потоки $\dot\Phi_1'$ и $\dot\Phi_э$ также сдвинуты в пространстве, то возникает вращающееся поле. Это поле не круговое, а эллиптическое, т. е. содержит

также составляющую обратной последовательности, так как потоки $\dot{\Phi}_1'$ и $\dot{\Phi}_э$ не равны по значению и сдвинуты в пространстве и во времени на недостаточно большие углы. Тем не менее, при пуске создается вращающий момент $M_п = (0,2 \div 0,5)\, M_н$.

Рис. 30-9. Устройство (*а*) и векторная диаграмма потоков статора (*б*) однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами

Магнитное поле простейшего экранированного двигателя содержит значительную третью пространственную гармонику, которая вызывает большой провал кривой момента (см. § 25-3). Для улучшения формы поля применяют следующие меры: между наконечниками соседних полюсов устанавливают магнитные шунты *Ш* (рис. 30-9, *а*) из листовой стали, увеличивают зазор под неэкранированной частью полюса, на каждом полюсе помещают два-три короткозамкнутых витка разной ширины.

Вследствие больших потерь в короткозамкнутом витке двигатель имеет низкий к. п. д. (до 25—40%). Экранированные двигатели простейшей конструкции строятся на мощности от долей ватта до 20—30 Вт, а при усовершенствованной конструкции — до 300 Вт. Область применения этих двигателей — настольные и прочие вентиляторы, проигрыватели, магнитофоны и пр.

Глава тридцать первая

АСИНХРОННЫЕ МИКРОМАШИНЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

§ 31-1. Асинхронные исполнительные двигатели и тахогенераторы

Асинхронные исполнительные двигатели [7—11, 60, 61] широко применяются в системах автоматического управления. Они представляют собой асинхронные двигатели небольшой мощности (0,1—300 Вт) с двухфазной обмоткой статора и короткозамкнутым ротором (рис. 31-1). Одна из обмоток статора называется обмоткой возбуждения (*В*) и находится под постоянным напряжением $U_в$, а вторая называется обмоткой управления (*У*) и питается напряжением $U_у$, значение (рис. 31-1, *а* и *б*) или фаза (рис. 31-1, *в*) которого изменяются под воздействием управляющего сигнала. В первом случае управление называется амплитудным, а во втором — фазовым. В обоих случаях напряжения $U_в$ и $U_у$ сдвинуты по фазе, в результате чего двигатель способен развивать вращающий момент.

Обычно к исполнительным двигателям предъявляются следующие требования: 1) отсутствие самохода, т. е. необходимость самоторможения и остановки двигателя при снятии напряжения управления $U_у$; 2) устойчивая работа во всем диапазоне скоростей вращения; 3) изменение скорости вращения в широком

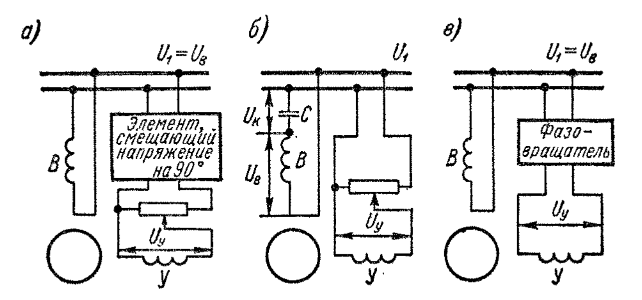
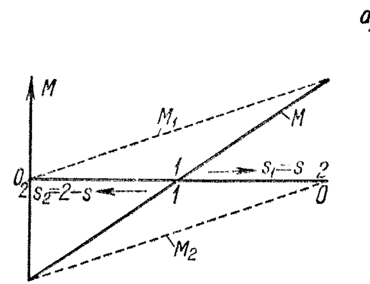


Рис. 31-1. Схемы включения асинхронных исполнительных двигателей

диапазоне при изменении значения или фазы напряжения управления; 4) близкие к линейным механические ($M = f(n)$ при $U_у = \text{const}$) и регулировочные ($n = f(U_у)$ при $M = \text{const}$) характеристики; 5) большой пусковой момент; 6) малая мощность управления; 7) быстродействие; 8) надежность в работе; 9) малые габариты и масса.



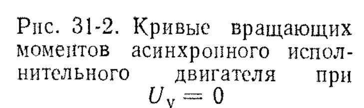


Рис. 31-2. Кривые вращающих моментов асинхронного исполнительного двигателя при $U_у = 0$

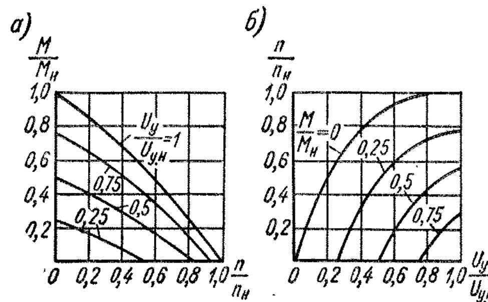


Рис. 31-3. Вид механических (*а*) и регулировочных (*б*) характеристик асинхронного исполнительного двигателя при амплитудном управлении

Исполнительные двигатели строятся с таким расчетом, что круговое вращающееся поле в них возникает только при пуске. Это способствует получению большого пускового момента. Отсутствие самохода, устойчивая работа и линейность характеристик достигаются выбором активного сопротивления ротора настолько большим, что критическое скольжение $s_m = 3 \div 4$. При этих условиях кривые моментов прямой последовательности M_1 и обратной последовательности M_2 имеют вид, изображенный на рис. 31-2. Из рисунка видно, что при снятии напряжения управления, когда токи прямой и обратной последовательности равны (см. § 30-1), результирующий момент $M = M_1 + M_2$ в рабочем диа-

пазоне скольжений ($0 < s < 1$) становится отрицательным, и поэтому при $U_у = 0$ ротор исполнительного двигателя, в отличие от нормального двигателя при работе в однофазном режиме (см. § 30-1), останавливается. Вместе с тем, увеличение сопротивления ротора исполнительного двигателя приводит к снижению его номинальной мощности при тех же габаритах в два-три раза.

Вид механических и регулировочных характеристик асинхронных исполнительных двигателей при амплитудном управлении показан на рис. 31-3.

Асинхронные исполнительные двигатели имеют следующие разновидности конструкции ротора: 1) с обмоткой в виде беличьей клетки, 2) полый немагнитный ротор и 3) полый ферромагнитный ротор. Двигатель с полым немагнитным ротором (рис. 31-4) имеет внешний и внутренний статоры из листовой электротехнической стали, между которыми вращается тонкостенный (0,2—1,0 мм) ротор из алюминиевого сплава, имеющий форму стакана. Двухфазная обмотка обычно располагается на внешнем статоре. Двигатель с полым ферромагнитным ротором не имеет внутреннего статора, так как роль магнитопровода выполняет сам ротор. Для улучшения технических показателей двигателя иногда внешнюю цилиндрическую поверхность ферромагнитного ротора или его днища (торцевые пробки) покрывают медью.

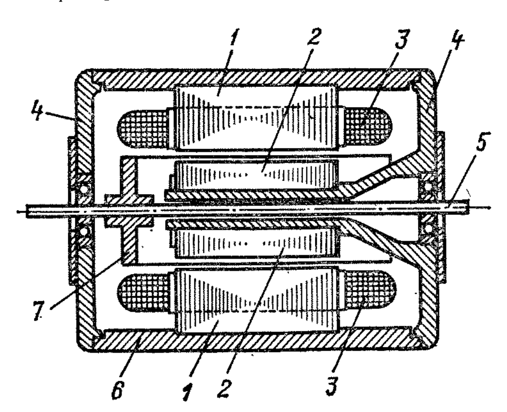


Рис. 31-4. Устройство асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором

1 — внешний статор; 2 — внутренний статор; 3 — обмотка; 4 — подшипниковые щиты; 5 — вал; 6 — корпус; 7 — полый ротор

Двигатели с полым немагнитным ротором имеют малую механическую инерцию и поэтому обладают большим быстродействием. Однако немагнитный зазор магнитной цепи (между внешним и внутренним статорами) у них получается большим (0,5—1,5 мм), что приводит к уменьшению к. п. д. и коэффициента мощности и к увеличению габаритов и массы. Из-за последних двух факторов в ряде случаев преимущество этих двигателей в быстродействии теряется. Эти двигатели также менее надежны в работе, чем двигатели с беличьей клеткой.

Двигатели с полым ферромагнитным ротором имеют весьма большое активное сопротивление ротора, и поэтому их к. п. д. еще ниже, чем у двигателей с полым немагнитным ротором.

Наиболее часто применяются двигатели с беличьей клеткой и полым немагнитным ротором. Исполнительные двигатели изготовляются на номинальные частоты 50—1000 Гц.

В некоторых системах автоматического управления используются управляемые двигатели, роторы которых не вращаются, а лишь поворачиваются в пределах некоторого небольшого угла. Воздействие этих двигателей на управляемый объект зависит от развиваемого ими вращающего момента, и такие двигатели называются *моментными*. Значение их момента также зависит от напряжения обмотки управления.

Асинхронные тахогенераторы. Тахогенераторы переменного тока можно выполнить в виде небольших синхронных генераторов, э. д. с. которых при постоянном потоке возбуждения пропорциональна скорости вращения. Однако

такие тахогенераторы имеют переменную частоту, что является их существенным недостатком. В связи с этим применяются асинхронные тахогенераторы (рис. 31-5), устройство которых вполне аналогично устройству исполнительного двигателя с полым ротором.

Обмотка возбуждения B тахогенератора питается от сети переменного тока с $f = \text{const}$ и создает пульсирующий поток $\Phi_в$. При неподвижном роторе (рис. 31-5, *б*) этот поток индуктирует в роторе э. д. с. трансформации, в результате чего в роторе возникают токи, которые создают магнитный поток, действующий по оси обмотки возбуждения. Этот поток с сигнальной обмоткой C не

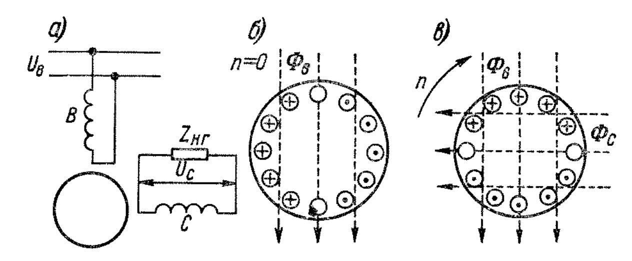


Рис. 31-5. Схема (*а*) асинхронного тахогенератора и распределение в роторе токов трансформации (*б*) и вращения (*в*)

сцепляется, так как эта обмотка сдвинута относительно обмотки B на 90°. Поэтому при $n = 0$ напряжение сигнальной обмотки $U_с = 0$. При вращении ротора в нем индуктируется также э. д. с. вращения, в результате чего в роторе возникает другая система токов (рис. 31-5, *в*), которая создает поток $\Phi_с$, сцепляющийся с сигнальной обмоткой. Этот поток пульсирует с частотой тока возбуждения, значение его пропорционально n, и в обмотке C индуктируется э. д. с. $E_с \sim n$. К этой обмотке присоединяется нагрузка в виде измерительного прибора или элемента системы автоматического регулирования.

§ 31-2. Вращающиеся трансформаторы

Вращающиеся, или поворотные, трансформаторы [7—11] применяются в автоматических и счетно-решающих устройствах для получения напряжений переменного тока, пропорциональных синусу и косинусу угла поворота α ротора трансформатора или пропорциональных самому углу поворота.

По своей конструкции вращающийся трансформатор подобен асинхронному двигателю с фазным ротором и имеет на статоре и роторе симметричные двухфазные обмотки со сдвигом в пространстве на 90° эл. (рис. 31-6). Концы обмотки ротора выводятся наружу с помощью щеток или при ограниченном угле поворота также с помощью гибких проводников.

Вследствие сдвига обмотки на 90° эл. взаимная индуктивность между фазами обмотки статора, как и между фазами обмотки ротора, равна нулю. В то же время взаимная индуктивность между фазами обмоток статора и ротора должна с возможно большей точностью меняться в зависимости от угла α по синусоидальному закону. Для этого стремятся к тому, чтобы формы кривых магнитных полей обмоток были по возможности ближе к синусоидальной и э. д. с., индуктируемые высшими пространственными гармониками поля, были минимальны. Жесткие требования предъявляются к точности изготовления и качеству магнитопровода. Нередко применяются синусные обмотки (см. § 22-4). В ряде случаев максималь-

ная погрешность воспроизведения функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$ не превышает 0,02—0,03%.

Обмотка статора *1с* (рис. 31-6) является обмоткой возбуждения и приключается к сети переменного тока со стабилизированным напряжением. Поток возбуждения, создаваемый этой обмоткой, индуктирует в обмотке ротора *1р* э. д. с., пропорциональную $\sin\alpha$, а в обмотке *2р* — э. д. с., пропорциональную $\cos\alpha$. При подключении к одной или обеим обмоткам ротора нагрузки в них возникают токи, создающие в машине вторичное магнитное поле. Индуктируемые этим полем

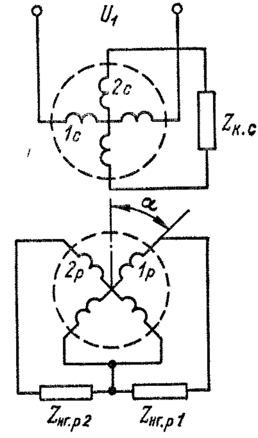


Рис. 31-6. Схема соединений синусно-косинусного вращающегося трансформатора

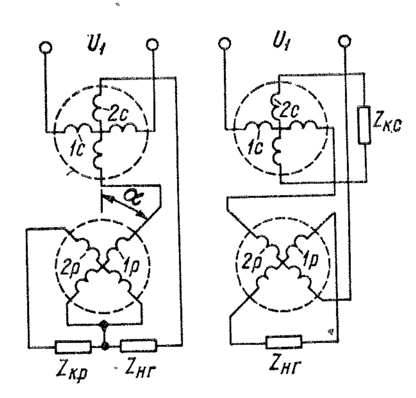


Рис. 31-7. Схемы соединений линейного вращающегося трансформатора

э. д. с. могут исказить синусную и косинусную зависимости вторичных напряжений от угла поворота. Во избежание этого необходимо иметь в цепях вторичных обмоток равные сопротивления нагрузки $Z_{\text{нг. р2}} = Z_{\text{нг. р1}}$ либо замкнуть вторичную обмотку статора *2с* на сопротивление $Z_{\text{к. с}}$, значение которого равно внутреннему сопротивлению источника питания обмотки *1с*. В обмотке *2с* при этом индуктируется ток, который компенсирует вторичный магнитный поток, действующий перпендикулярно оси обмотки возбуждения. Указанные мероприятия называются соответственно в т о р и ч н ы м и п е р в и ч н ы м с и м м е т р и р о в а н и е м в р а щ а ю щ е г о с я т р а н с ф о р м а т о р а.

Схемы для получения на сопротивлении нагрузки $Z_{\text{нг}}$ напряжения, изменяющегося линейно в функции угла поворота ротора, изображены на рис. 31-7. При соответствующем подборе значений сопротивлений $Z_{\text{к. с}}$ или $Z_{\text{к. р}}$ линейная зависимость этого напряжения достигается в пределах $0 < \alpha < 60°$.

Вращающиеся трансформаторы применяются также для определения (по значениям напряжений вторичных обмоток) гипотенузы прямоугольного треугольника по заданным его катетам или для определения одного катета по заданным гипотенузе и другому катету. Аналогично находится также значение некоторого вектора по его составляющим и наоборот. Выходные напряжения трансформатора подаются на входные элементы системы автоматического регулирования.

В последнее время изготовляются также вращающиеся трансформаторы с печатными обмотками, расположенными на дискообразных или цилиндрических поверхностях статора или ротора. Такие обмотки, выполняемые подобно печатным радиомонтажным схемам, позволяют избежать погрешностей, связанных с зубчатым строением статора и ротора обычного вращающегося трансформатора.

§ 31-3. Однофазные сельсины

Сельсины (сокращение, происшедшее от английского слова selfsynchronizing — самосинхронизирующийся) применяются чаще всего для синхронного поворота или вращения двух или нескольких осей, не связанных друг с другом механически, а также для некоторых других целей.

Однофазные сельсины обычно имеют следующее устройство (рис. 31-8). На явновыраженных полюсах статора расположена сосредоточенная обмотка возбуждения *В*, а в пазах цилиндрического ротора — три распределенные обмотки синхронизации *С*, которые сдвинуты относительно друг друга в пространстве на 120° эл. и вполне аналогичны трехфазной обмотке нормальной машины переменного тока. Обмотки ротора соединяются с внешними цепями с помощью контактных колец и щеток. Сердечники статора и ротора собраны из листовой электротехнической стали.

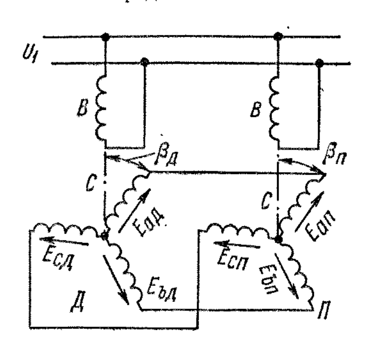


Рис. 31-8. Схема включения однофазных сельсинов при индикаторном режиме работы

Рассмотрим работу однофазных сельсинов.

В индикаторном режиме работы (рис. 31-8) один сельсин-датчик *Д* управляет работой одного или нескольких сельсинов-приемников *П*. Обмотки возбуждения *В* этих сельсинов включаются в общую сеть, а обмотки синхронизации *С* соединяются друг с другом, как показано на рис. 31-8. Пульсирующее поле возбуждения индуктирует э. д. с. в «фазах» обмоток синхронизации. Если углы поворота соответствующих фаз датчика $\beta_{\text{д}}$ и приемника $\beta_{\text{п}}$ по отношению к осям полюсов одинаковы ($\beta_{\text{д}} = \beta_{\text{п}}$), то э. д. с. соединенных друг с другом «фаз» обмоток синхронизации также одинаковы:

$$\dot{E}_{a\text{д}} = \dot{E}_{a\text{п}}; \quad \dot{E}_{b\text{д}} = \dot{E}_{b\text{п}}; \quad \dot{E}_{c\text{д}} = \dot{E}_{c\text{п}}$$

и направлены встречно. При этом в обмотках синхронизации не возникает никаких токов и электромагнитные моменты сельсинов равны нулю. Если же роторы сельсинов будут занимать неодинаковое положение и поэтому так называемый у г о л р а с с о г л а с о в а н и я

$$\Delta\beta = \beta_{\text{д}} - \beta_{\text{п}}$$

будет не равен нулю, то указанные выше равенства э. д. с. нарушатся, в обмотках синхронизации возникнут токи и на роторы сельсинов будут действовать электромагнитные моменты $M_{\text{д}}$ и $M_{\text{п}}$. Более подробный анализ этого вопроса показывает, что моменты датчика и приемника имеют разные знаки и оба действуют в направлении уменьшения угла рассогласования $\Delta\beta$. Если бы момент сопротивления на валу сельсина-приемника был равен нулю, то $\Delta\beta = 0$ и ротор этого сельсина в точности воспроизводил бы движения ротора сельсина-датчика, притом не только в режиме медленного поворота ротора, но и при его вращении с определенной скоростью. В действительности на ротор сельсина-приемника действуют определенные, хотя и небольшие тормозные моменты. Это моменты от трения в подшипниках, на контактных кольцах и о воздух в сельсине, а также небольшой момент сопротивления механизма, соединенного с валом сельсина-приемника (стрелка или шкала указательного прибора — индикатора, движок небольшого реостата и др.). Поэтому всегда существует небольшая ошибка $\Delta\beta$ в передаче угла. Некоторая ошибка возникает также в результате различных

неточностей в изготовлении сельсинов, зубчатого строения их ротора и т. д. Сельсины различных классов точности имеют максимально допустимые значения углов рассогласования (ошибок) в пределах 0,25—2,5°. Максимальный момент сельсинов-приемников обычно находится в пределах $(2 \div 20) \cdot 10^{-2}$ Н·м (200—2000 гс·см).

Используются также другие схемы включения и режимы работы сельсинов [7—11, 62].

Бесконтактные сельсины (рис. 31-9), предложенные А. Г. Иосифьяном и А. Б. Свечарником в 1938 г., имеют то преимущество, что отсутствие скользящих щеточных контактов увеличивает надежность работы сельсинов и уменьшает

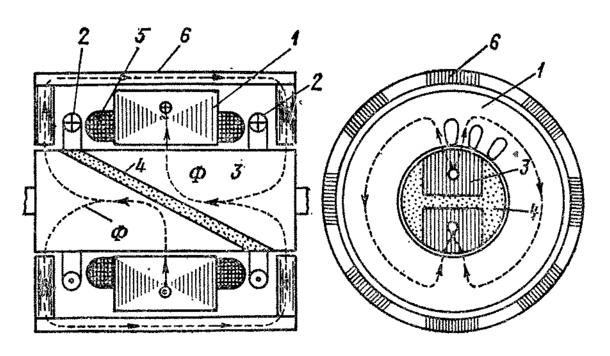


Рис. 31-9. Устройство бесконтактного сельсина

их погрешности ввиду уменьшения потерь на трение. В таких сельсинах обе обмотки размещаются на статоре *1*, а ротор *3* не имеет обмоток. Обмотки синхронизации *5* этого сельсина располагаются на статоре, который по своей конструкции аналогичен статору асинхронного двигателя. Обмотка возбуждения *2* имеет вид кольцевых коаксиальных катушек, охватывающих ротор. Особенностью устройства ротора является то, что он имеет немагнитную часть *4*, благодаря чему полюсы ротора в магнитном отношении разделены и поток Ф направляется из одного полюса ротора через неподвижный внешний магнитопровод *6* в другой полюс ротора и через ротор в статор. В результате этого при неподвижной обмотке возбуждения удается получить в воздушном зазоре между ротором и статором магнитное поле такого же вида, как и в обычном сельсине.

Бесконтактные сельсины получили значительное распространение, однако их недостатками являются: 1) усложнение конструкции, 2) удвоенная величина воздушных зазоров в магнитной цепи, 3) повышенные размеры и масса.

Сельсины также изготовляются для работы при $f = 50 \div 1000$ Гц.

Раздел пятый

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Магнитные поля и основные параметры. Работа при симметричной нагрузке. Элементы теории переходных процессов. Параллельная работа машин. Асинхронные режимы и самовозбуждение. Двигатели и компенсаторы. Несимметричные режимы работы. Колебания и динамическая устойчивость. Системы возбуждения. Специальные типы машин

Глава тридцать вторая

МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 32-1. Магнитное поле и параметры обмотки возбуждения

Явнополюсная машина. Обмотка возбуждения создает магнитный поток возбуждения синхронной машины (рис. 32-1), который сцепляется с обмоткой якоря и индуктирует в ней э. д. с. Расчет магнитной цепи явнополюсной синхронной машины производится подобно расчету магнитной цепи машины постоянного тока. Подробности этого расчета рассматриваются в пособиях по проектированию электрических машин. Магнитная характеристика $\Phi = f(i_f)$ синхронной машины имеет такой же вид, как и у других электрических машин. Ниже рассмотрим особенности магнитного поля, создаваемого обмоткой возбуждения, и индуктивности этой обмотки. Величины, относящиеся к обмотке возбуждения синхронной машины, будем обозначать индексом f, как это принято в большинстве литературных источников.

На рис. 32-2, *а* изображена картина магнитного поля обмотки возбуждения в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины на протяжении одного полюсного деления. На рис. 32-2, *б* кривая *1* представляет собой распределение магнитной индукции поля возбуждения B_f на поверхности якоря (статора). Как уже указывалось, при проектировании синхронных машин принимаются меры к тому, чтобы эта кривая по возможности приближалась к синусоиде. Однако вполне синусоидального распределения B_f достичь невозможно и поле возбуждения (кривая *1* на рис. 32-2, *б*) можно разложить на основную (кривая *2*) и высшие гармоники, которые индук-

тируют в обмотке якоря соответственно основную и высшие гармоники э. д. с. Высшие гармоники э. д. с. относительно малы, так как малы соответствующие гармоники поля и, кроме того, выбором шага и числа пазов на полюс и фазу обмотки якоря достигается уменьшение высших гармоник э. д. с. Поэтому в теории синхронных машин учитывается только основная гармоника э. д. с. якоря

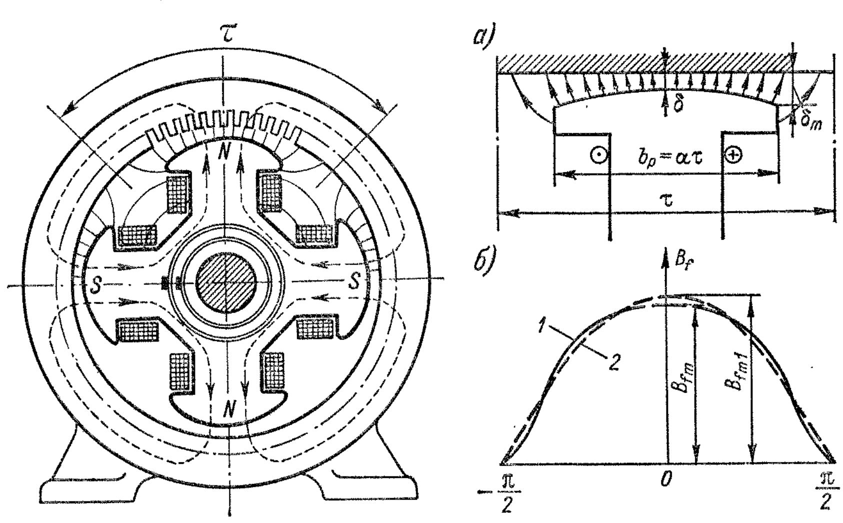


Рис. 32-1. Магнитное поле обмотки возбуждения синхронной машины

Рис. 32-2. Магнитное поле обмотки возбуждения явнополюсной синхронной машины в воздушном зазоре

и соответственно потоком взаимной индукции между индуктором и якорем считается основная гармоника поля возбуждения (кривая *2* на рис. 32-2, *б*).

Отношение амплитуды основной гармоники поля возбуждения B_{fm1} к действительному максимальному значению этого поля B_{fm} (см. рис. 32-2, *б*)

$$k_f = B_{fm1}/B_{fm} \tag{32-1}$$

называется к о э ф ф и ц и е н т о м ф о р м ы к р и в о й п о л я в о з б у ж д е н и я. Величина k_f (рис. 32-3) зависит от отношений δ_m/δ, δ/τ и от коэффициента полюсной дуги

$$\alpha = b_p/\tau.$$

Обычно $\delta_m/\delta = 1 \div 2{,}5$; $\alpha = 0{,}65 \div 0{,}75$ и $k_f = 0{,}95 \div 1{,}15$.

Н. с. обмотки возбуждения на один полюс

$$F_f = \frac{w_f i_f}{2p}, \tag{32-2}$$

где w_f — число витков всей обмотки возбуждения и i_f — ток возбуждения.

Амплитуда основной гармоники поля возбуждения

$$B_{fm1} = k_f B_{fm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F_f k_f, \tag{32-3}$$

где k_δ — коэффициент зазора и $k_{\mu d}$ — коэффициент насыщения магнитной цепи по продольной оси, т. е. по оси полюсов. В общем случае величина зазора в пределах полюсного наконечника непостоянна и значение k_δ принято рассчитывать для среднего расчетного зазора

$$\delta_p = \delta + \frac{1}{3}(\delta_m - \delta).$$

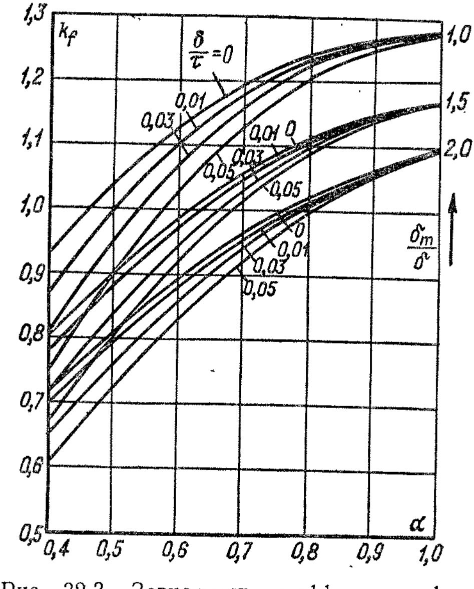


Рис. 32-3. Зависимость коэффициента формы кривой поля возбуждения явнополюсной синхронной машины k_f от относительных размеров, характеризующих геометрию полюсного наконечника

На основании выражений (32-2) и (32-3)

$$B_{fm1} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\frac{w_f k_f}{2p} i_f. \tag{32-4}$$

Поток основной гармоники поля возбуждения

$$\Phi_{f1} = \frac{2}{\pi} B_{fm1}\tau l_\delta$$

или, согласно равенству (32-4),

$$\Phi_{f1} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\frac{w_f k_f}{p} i_f. \tag{32-5}$$

Потокосцепление потока Φ_{f1} с фазой обмотки якоря, когда ось этой фазы совпадает с осью полюсов или продольной осью машины,

$$\Psi_{fad} = w k_{об} \Phi_{f1}. \tag{32-6}$$

При повороте ротора относительно фазы обмотки статора потокосцепление потока возбуждения с этой обмоткой изменяется по синусоидальному закону и, следовательно, взаимная индуктивность обмотки возбуждения с фазой обмотки статора изменяется по такому же закону. Амплитуда этой индуктивности

$$M_{fad} = \Psi_{fad}/i_f$$

на основании выражений (32-5) и (32-6) равна

$$M_{fad} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{w_f k_f w k_{об}}{p}. \qquad (32\text{-}7)$$

При вращении ротора с электрической угловой скоростью

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

потокосцепление основной гармоники поля возбуждения с фазой обмотки якоря изменяется по закону

$$\Psi_{fadt} = \Psi_{fad} \cos \omega_1 t = M_{fad} i_f \cos \omega_1 t.$$

При этом в якоре индуктируется э. д. с.

$$e = -\frac{d\Psi_{fadt}}{dt} = \omega_1 M_{fad} i_f \sin \omega_1 t.$$

Амплитуда и действующее значение этой э. д. с.

$$\left.\begin{aligned} E_m &= \omega_1 M_{fad} i_f = x_{fad} i_f; \\ E &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{x_{fad}}{\sqrt{2}} i_f, \end{aligned}\right\} \qquad (32\text{-}8)$$

где

$$x_{fad} = \omega_1 M_{fad} \qquad (32\text{-}9)$$

— сопротивление взаимной индукции обмотки возбуждения с обмоткой якоря.

Согласно выражению (32-7), амплитуда M_{fad} зависит от насыщения магнитной цепи, и ее значение в соответствии с (32-8) можно определить с помощью характеристики холостого хода (х. х. х.) $E = f(i_f)$ (рис. 32-4) по формуле

$$M_{fad} = \frac{x_{fad}}{\omega_1} = \frac{\sqrt{2}\, E}{\omega_1 i_f}. \qquad (32\text{-}10)$$

Величину M_{fad}, определенную по кривой рис. 32-4, можно рассматривать как функцию i_f или E. Более правильно считать M_{fad} функцией E, так как $E \sim \Phi$ и насыщение зависит от значения потока.

Наряду с криволинейной х. х. х. $E = f(i_f)$ (рис. 32-4) можно рассматривать также спрямленную ненасыщенную х. х. х. OB' и спрямленную насыщенную х. х. х. OC'. Первая — касательная к действительной х. х. х. в начале координат, а вторая проходит через точку C', соответствующую рассматриваемому режиму работы с э. д. с. $E = CC'$. Если бы состояние насыщения магнитной цепи, соответствующее точке C' магнитной характеристики, сохранилось неизменным, то магнитная характеристика имела бы вид прямой OC' и машина представляла бы линейную систему. Поэтому при исследовании режима, соответствующего точке C' магнитной характеристики, можно пользоваться спрямленной насыщенной характеристикой и принципом наложения. При том же токе возбуждения $i_f = OC$ при ненасыщенной магнитной цепи ($\mu_c = \infty$) в обмотке якоря индуктировалась бы э. д. с. E_∞, которая больше E на величину $\Delta E_{нас} = E_\infty - E$.

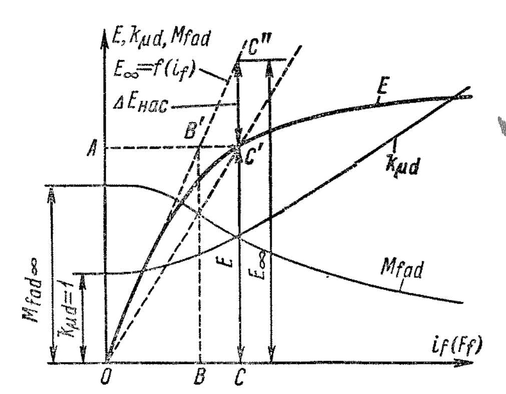


Рис. 32-4. Магнитные характеристики и зависимости взаимной индуктивности обмоток возбуждения и якоря от насыщения

Для коэффициента насыщения $k_{\mu d}$, входящего в равенство (32-7), на основании подобия треугольников OBB' и OCC'' на рис. 32-4 имеем

$$k_{\mu d} = \frac{OC}{OB} = \frac{F}{F_\delta} = \frac{E_\infty}{E}.$$

Кривая $k_{\mu d} = f(i_f)$ также изображена на рис. 32-4.

Ненасыщенные значения взаимной индуктивности $M_{fad\infty}$ и сопротивления взаимной индукции $x_{fad\infty}$ связаны с их насыщенными значениями M_{fad} и x_{fad} соотношениями:

$$M_{fad} = \frac{M_{fad\infty}}{k_{\mu d}}; \quad x_{fad} = \frac{x_{fad\infty}}{k_{\mu d}}. \qquad (32\text{-}11)$$

Величины $M_{fad\infty}$, $x_{fad\infty}$ имеют для каждой машины вполне определенные значения, а M_{fad}, x_{fad} при изменении режима работы также изменяются.

С обмоткой возбуждения сцепляется весь поток воздушного зазора $\Phi_{f\delta}$, определяемый площадью, ограниченной кривой 1

(рис. 32-2) и осью абсцисс. Значение этого потока

$$\Phi_{f\delta}=k_{\Phi}\Phi_{f1}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\;\frac{w_f}{p}\;k_f k_{\Phi} i_f, \qquad (32\text{-}12)$$

где коэффициент k_{Φ} (рис. 32-5) представляет собой отношение площадей, ограниченных кривыми *1* и *2* и осью абсцисс (рис. 32-2), т. е. отношение полного потока поля возбуждения $\Phi_{f\delta}$ к потоку основной гармоники этого поля Φ_{f1}.

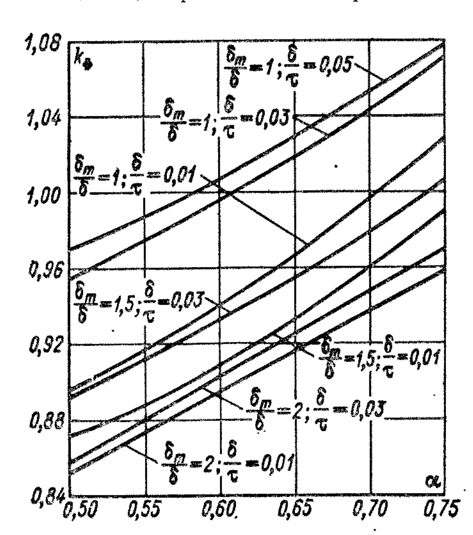


Рис. 32-5. Зависимость коэффициента потока возбуждения явнополюсной синхронной машины k_{Φ} от относительных размеров, характеризующих геометрию полюсных наконечников

Собственная индуктивность обмотки возбуждения от поля воздушного зазора

$$L_{f\delta}=\frac{\Psi_{f\delta}}{i_f}=\frac{w_f\Phi_{f\delta}}{i_f},$$

согласно выражению (32-12), определяется соотношением

$$L_{f\delta}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\;\frac{w_f^2}{p}\;k_f k_{\Phi}. \qquad (32\text{-}13)$$

Кроме поля в воздушном зазоре, обмотка возбуждения создает поток рассеяния междуполюсного пространства $\Phi_{f\text{п}}$ (рис. 32-6) и поток рассеяния лобовых частей $\Phi_{f\text{л}}$. Поток $\Phi_{f\text{п}}$ можно приближенно рассчитывать так же, как поток рассеяния паза. Потокам $\Phi_{f\text{п}}$ и $\Phi_{f\text{л}}$ соответствуют индуктивности рассеяния обмотки возбуждения $L_{f\text{п}}$ и $L_{f\text{л}}$, формулы расчета которых приводятся в руководствах по проектированию электрических машин. Полная индуктивность обмотки возбуждения

$$L_f=L_{f\delta}+L_{f\text{п}}+L_{f\text{л}}. \qquad (32\text{-}14)$$

Поток возбуждения в зазоре (кривая *1* на рис. 32-2) сцепляется с обмоткой возбуждения полностью, а в создании потокосцепления с обмоткой якоря участвует только его основная гармоника (кривая *2* на рис. 32-2). Это обстоятельство, а также различный характер пространственного распределения обмоток возбуждения и якоря обусловливают наличие дифференциального рассеяния обмотки возбуждения, и индуктивность этого рассеяния входит в величину $L_{f\delta}$.

В установившемся режиме работы $i_f=\text{const}$, и поэтому э. д. с. самоиндукции обмотки возбуждения

$$e_f=-L_f\frac{di_f}{dt} \qquad (32\text{-}15)$$

равна нулю. Однако в переходных режимах $e_f\neq 0$.

Активное сопротивление обмотки возбуждения r_f нетрудно вычислить по известным обмоточным данным (число витков, их сечение и длина).

Неявнополюсная машина. На рис. 32-7, *а* представлена картина магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре неявнополюсной машины на протяжении полюсного деления. В этих машинах ширина открытия паза по сравнению с величиной зазора δ относительно невелика, а число пазов ротора велико ($Z_2=20\div 40$). Поэтому влияние пазов также невелико и можно принять, что кривая распределения индукции поля возбуждения вдоль зазора имеет вид трапеции (кривая *1* на рис. 32-7, *б*). Величина γ на рис. 32-7, *б* и ниже представляет собой отношение обмотанной части ротора ко всей окружности ротора или отношение числа обмотанных пазов к полному числу пазовых делений.

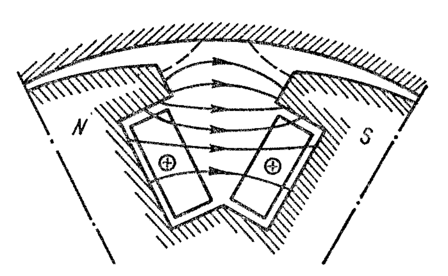


Рис. 32-6. Поле рассеяния обмотки возбуждения явнополюсной синхронной машины в междуполюсном пространстве

В связи со сказанным обмотку возбуждения неявнополюсной машины (см. рис. 19-8, *б*) можно рассматривать как распределенную однофазную обмотку с полным шагом, и в соответствии с равенством (20-16) величина

$$k_{\text{об}f}=\frac{\sin\dfrac{\gamma\pi}{2}}{\gamma\pi/2} \qquad (32\text{-}16)$$

представляет собой коэффициент распределения, или обмоточный коэффициент, этой обмотки.

Максимальная индукция поля возбуждения (рис. 32-7, *б*)

$$B_{fm}=\frac{\mu_0}{\delta'}\;\frac{w_f i_f}{2p},$$

где [см. (23-4)]

$$\delta'=k_\delta k_{\mu d}\delta.$$

Амплитуду основной гармоники н. с. обмотки возбуждения F_{fm1} найдем по формуле (22-19), если положим в ней $\sqrt{2}wI = w_f i_f$. Таким образом, амплитуда основной гармоники поля возбуждения

$$B_{fm1} = \frac{\mu_0}{\delta'} F_{fm1} = \frac{\mu_0}{\delta'}\frac{4}{\pi}\frac{w_f i_f}{2p} k_{\text{об} f} = \frac{4}{\pi} B_{fm} k_{\text{об} f}. \qquad (32\text{-}17)$$

На основании выражений (32-1) и (32-17) найдем коэффициент формы поля возбуждения неявнополюсной машины:

$$k_f = \frac{4}{\pi} k_{\text{об} f} = \frac{4}{\pi}\frac{\sin(\gamma\pi/2)}{\gamma\pi/2}. \qquad (32\text{-}18)$$

Обычно $\gamma = 0{,}65 \div 0{,}80$, и при этом соответственно $k_f = 1{,}065 \div 0{,}965$.

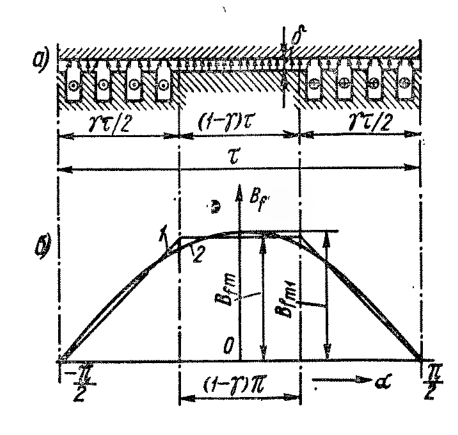


Рис. 32-7. Магнитное поле обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины в воздушном зазоре

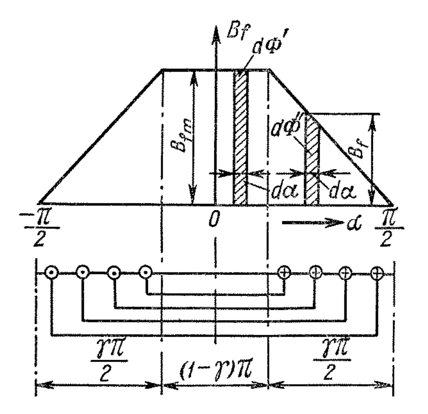


Рис. 32-8. Определение потокосцепления самоиндукции обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины

Выражения (32-2) — (32-11) действительны также для неявнополюсной машины. Однако, поскольку обмотка возбуждения неявнополюсной машины является распределенной, ее собственную индуктивность от поля в зазоре $L_{f\delta}$ необходимо рассчитывать иначе.

На рис. 32-8 изображена кривая индукции B_f вдоль зазора на протяжении полюсного деления. Элементарный поток на участке

большого зубца

$$d\Phi' = B_{fm} l_\delta\, dx = B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi}\, d\alpha$$

сцепляется со всеми витками полюса $w_f/2p$, а элементарный поток на поверхности обмотанной части ротора

$$d\Phi'' = B_f l_\delta \frac{\tau}{\pi}\, d\alpha = \frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2}-\alpha\right) B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi}\, d\alpha$$

сцепляется с числом витков полюса, равным

$$\frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2}-\alpha\right)\frac{w_f}{2p}.$$

Потокосцепление всей обмотки возбуждения

$$\Psi_{f\delta} = 2p\left[2\int\limits_{\alpha=0}^{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}} \frac{w_f}{2p}\, d\Phi' + 2\int\limits_{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}}^{\alpha=\frac{\pi}{2}} \frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2}-\alpha\right)\frac{w_f}{2p}\, d\Phi''\right].$$

Подставим сюда величины $d\Phi'$ и $d\Phi''$, вычислим интегралы, подставим

$$B_{fm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\frac{w_f i_f}{2p}$$

и разделим результат на i_f. Тогда получим

$$L_{f\delta} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\frac{w_f^2}{2p}\tau l_\delta\left(1-\frac{2}{3}\gamma\right). \qquad (32\text{-}19)$$

Будем применять выражение (32-13) также для неявнополюсной машины, учитывая, что k_f в этом случае определяется равенством (32-18). Приравнивая при этом правые части равенств (32-13) и (32-19), найдем, что для неявнополюсной машины

$$k_\Phi = \frac{\pi}{2}\,\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_f} = \frac{\pi^2}{8}\,\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_{\text{об} f}}. \qquad (32\text{-}20)$$

§ 32-2. Магнитное поле и параметры обмотки якоря

Общие положения.

При нагрузке обмотки якоря синхронной машины током она создает собственное магнитное поле, которое называется *полем реакции якоря*.

В нормальных машинах постоянного тока, с установкой щеток на геометрической нейтрали, поле реакции якоря является поперечным, т. е. действует поперек оси главных полюсов. Поэтому оно не индуктирует э. д. с. в обмотке якоря и оказывает относительно слабое влияние на значение потока в воздушном зазоре и на характеристики машины. В отличие от машин постоянного тока в синхронной машине влияние реакции якоря на магнитный поток весьма значительно. Это обусловлено прежде всего тем, что в синхронной машине в общем случае возникает также значительная продольная реакция якоря, усиливающая или ослабляющая поток полюсов. Кроме того, поле поперечной реакции якоря синхронной машины также индуктирует значительную э. д. с. в обмотке якоря.

Поэтому реакция якоря синхронной машины оказывает весьма значительное влияние на характеристики и поведение синхронной машины как при установившихся, так и при переходных режимах работы.

Индуктор (ротор) явнополюсной машины имеет магнитную несимметрию, так как из-за большого междуполюсного пространства магнитное сопротивление потоку, действующему по направлению поперечной оси q, т. е. по оси междуполюсного пространства, значительно больше магнитного сопротивления потоку, действующему по продольной оси d. Поэтому одинаковая по значению н. с. якоря при ее действии по продольной оси создает больший магнитный поток, чем при действии по поперечной оси. Кроме того, как ротор явнополюсной, так и ротор неявнополюсной машины имеют также электрическую несимметрию, так как их обмотки возбуждения расположены только по продольной оси d, т. е. создают поток, действующий по оси d, и сами сцепляются только с потоком якоря, действующим по этой же оси. Электрическая несимметрия индукторов синхронных машин существенным образом проявляется при несимметричных и переходных режимах их работы.

Ввиду несимметричного устройства индуктора возникает необходимость рассматривать действие реакции якоря по продольной и поперечной осям в отдельности. Метод такого рассмотрения впервые был предложен французским электротехником А. Блонделем в 1895 г. и называется методом или теорией двух реакций.

Этот метод, в особенности применительно к переходным процессам синхронной машины, был впоследствии значительно развит в трудах американских (Р. Парк, Р. Догерти, Ч. Никл, С. Крэри, Ч. Конкордиа, А. Ранкин и др.) и советских (А. А. Горев, Д. А. Городский, Е. Я. Казовский, Л. Г. Мамиконянц, М. И. Алябьев, А. А. Янко-Триницкий и др.) ученых.

Метод двух реакций основан на принципе наложения, при котором предполагается, что магнитные потоки, действующие по поперечной оси, не влияют на значение потоков, действующих по продольной оси, и наоборот. Вследствие определенного насыщения участков магнитной цепи это предположение не вполне правильно. Однако учет влияния насыщения очень сложен, а определенные коррективы могут быть внесены дополнительно.

Продольная и поперечная реакция якоря. Рассмотрим действие реакции якоря многофазной синхронной машины при установившейся симметричной нагрузке (рис. 32-9). Для наглядности будем иметь в виду двухполюсную машину и предположим, что она работает в режиме генератора. Получаемые результаты нетрудно распространить также на двигательный режим работы. Ради простоты и наглядности на рис. 32-9 каждая фаза обмотки изображена в виде одного витка с полным шагом (A — X, B — Y, C — Z), буквами N, S указана полярность поля возбуждения, а магнитные линии этого поля не показаны.

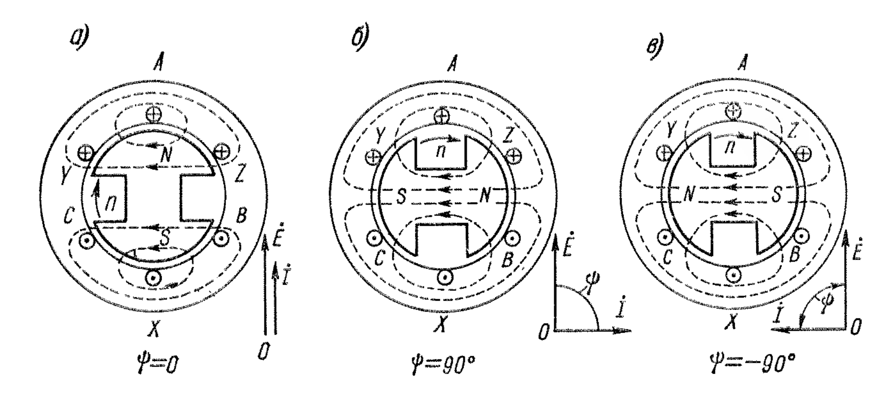


Рис. 32-9. Поперечная (*а*), продольная размагничивающая (*б*) и продольная намагничивающая (*в*) реакция якоря синхронной машины

Сначала рассмотрим случай, когда угол сдвига фаз ψ между током якоря $\dot{I}$ и э. д. с. $\dot{E}$, индуктируемой в обмотке якоря током или полем возбуждения, равен нулю (рис. 32-9, *а*). Ротор вращается с электрической угловой скоростью

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi n_1 p,$$

и при положении ротора, изображенном на рис. 32-9, *а*, э. д. с. фазы A максимальна. Так как $\psi = 0$, то ток этой фазы также мак-

симален и

$$i_a = I_m; \quad i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m.$$

Направления токов i_a, i_b, i_c нетрудно установить по правилу правой руки, и они указаны на рис. 32-9, *а* крестиками и точками. При этих направлениях токов магнитные линии поля реакции якоря в полюсах и теле якоря направлены, как показано на рис. 32-9, *а*, поперек оси полюсов *d*. Следовательно, поток реакции якоря Φ_a действует по поперечной оси. Такой характер поля реакции якоря при $\psi = 0$ сохраняется при любом положении вращающегося ротора, так как ротор и поле реакции якоря вращаются синхронно.

Следовательно, при $\psi = 0$ реакция якоря синхронной машины является чисто поперечной.

Рис. 32-10. Разложение тока якоря I на продольную I_d и поперечную I_q составляющие

Поперечная реакция якоря вызывает искажение кривой поля в воздушном зазоре, как и в машинах постоянного тока, но в синхронной машине действие ее не ограничивается этим, так как вращающееся поле поперечной реакции якоря индуктирует также э. д. с. в обмотке якоря. Значение этой э. д. с. определяется ниже.

Если ток $\dot{I}$ отстает от э. д. с. $\dot{E}$ на $\psi = 90°$, то максимум тока в фазе *A* наступает по сравнению со случаем на рис. 32-9, *а* на четверть периода позднее, когда ротор повернется на 90° по часовой стрелке (рис. 32-9, *б*). Токи фаз на рис. 32-9, *б* имеют такие же значения, как и на рис. 32-9, *а*, вследствие чего и ориентация магнитного потока якоря в пространстве является такой же.

Как видно из рис. 32-9, *б*, при отстающем токе и $\psi = 90°$ реакция якоря действует по продольной оси и является по отношению к полю возбуждения чисто размагничивающей (продольная размагничивающая реакция якоря).

Если ток $\dot{I}$ опережает э. д. с. $\dot{E}$ на $\psi = -90°$, то максимум тока в фазе *A* наступает по сравнению со случаем на рис. 32-9, *а* на четверть периода раньше и в этот момент времени ротор занимает по сравнению с рис. 32-9, *а* положение, повернутое на 90° против направления вращения (рис. 32-9, *в*). Токи фаз на рис. 32-9, *в* имеют такие же значения, как и на рис. 32-9, *а*.

Из рис. 32-9, *в* видно, что при опережающем токе и $\psi = -90°$ реакция якоря также действует по продольной оси,

но является по отношению к полю возбуждения чисто намагничивающей, т. е. она увеличивает поток по продольной оси машины (продольная намагничивающая реакция якоря).

Как следует из рис. 32-9, ток $\dot{I}$, совпадающий по фазе с э. д. с. $\dot{E}$, создает поперечную реакцию якоря, а ток $\dot{I}$, сдвинутый относительно $\dot{E}$ на $\psi = 90°$, создает продольную реакцию якоря.

Поэтому в общем случае, когда $\psi \neq 0$ и $\psi \neq 90°$, ток $\dot{I}$ можно разложить на две составляющие (рис. 32-10):

$$I_d = I \sin\psi; \qquad (32\text{-}21)$$

$$I_q = I \cos\psi, \qquad (32\text{-}22)$$

первая из которых называется **продольной составляющей тока** или **продольным током якоря** и создает продольную реакцию якоря, а вторая называется **поперечной составляющей тока** или **поперечным током якоря** и создает поперечную реакцию якоря. Угол ψ считается положительным, когда $\dot{I}$ отстает от $\dot{E}$.

Магнитные поля и э. д. с. продольной и поперечной реакции якоря. Рассмотрим основные гармоники н. с. якоря при симметричной нагрузке.

Продольный ток I_d создает продольную н. с. якоря с амплитудой

$$F_{ad} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I_d, \qquad (32\text{-}23)$$

а поперечный ток I_q создает поперечную н. с. якоря с амплитудой

$$F_{aq} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I_q. \qquad (32\text{-}24)$$

Н. с. F_{ad} и F_{aq} можно также рассматривать как составляющие полной н. с. якоря

$$\boxed{F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{об}}{p} I} \qquad (32\text{-}25)$$

по осям *d* и *q*, причем

$$\boxed{\begin{aligned} F_{ad} &= F_a \sin\psi; \\ F_{aq} &= F_a \cos\psi. \end{aligned}} \qquad (32\text{-}26)$$

Максимум волны н. с. F_{ad} совпадает с продольной, а максимум волны н. с. F_{aq} — с поперечной осью (рис. 32-11, кривые *1*). Если бы зазор был по всей окружности одинаков и равен его значению

под серединой полюсного наконечника, то н. с. F_{ad} и F_{aq} создали бы синусоидальные пространственные волны магнитного поля (кривые *2* на рис. 32-11) с амплитудами

$$B_{adm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F_{ad}; \quad B_{aqm} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu q}\delta} F_{aq}. \qquad (32\text{-}27)$$

Здесь коэффициенты насыщения $k_{\mu d}$ и $k_{\mu q}$ приняты разными для разных осей, так как условия насыщения по этим осям, вообще говоря, различны.

Вследствие неравномерности воздушного зазора действительные кривые индукции *3* на рис. 32-11, создаваемой синусоидальными

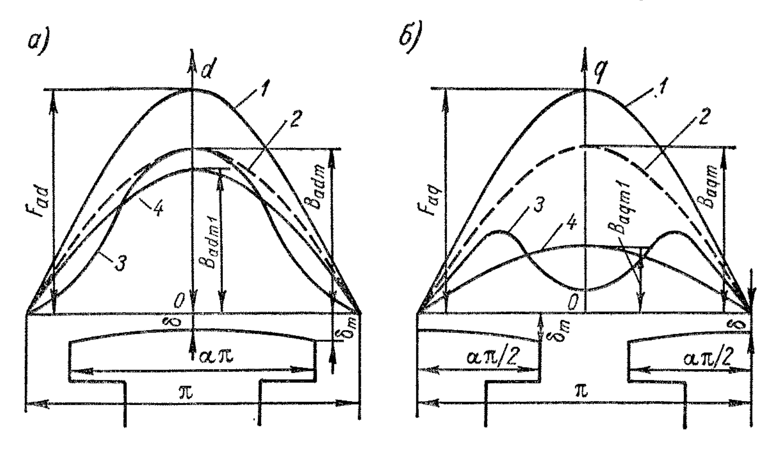


Рис. 32-11. Кривые поля реакции якоря явнополюсной синхронной машины по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям

волнами н. с. F_{ad} и F_{aq}, не будут синусоидальными. Эти кривые можно разложить на гармоники $\nu = 1, 3, 5\ldots$, причем на рис. 32-11 в виде кривых *4* представлены основные гармоники ($\nu = 1$) поля продольной и поперечной реакции якоря с амплитудами B_{adm1}, B_{aqm1}. Все указанные гармоники поля вращаются синхронно с ротором и индуктируют в обмотке якоря э. д. с. с частотами $f_\nu = \nu f_1$. Высшие гармоники э. д. с. относительно малы, так как относительно малы соответствующие гармоники поля и, кроме того, укорочение шага и распределение обмотки якоря способствуют уменьшению этих гармоник э. д. с. Опыт показывает, что э. д. с., индуктируемые полями реакции якоря, в действительности практически синусоидальны. Поэтому в теории синхронных машин учитываются только основные гармоники поля (кривые *4* на рис. 32-11).

Как видно из рис. 32-11, неравномерность воздушного зазора приводит к уменьшению амплитуд основных гармоник полей реак-

ции якоря, и поэтому отношения

$$k_{ad} = B_{adm1}/B_{adm}; \quad k_{aq} = B_{aqm1}/B_{aqm} \qquad (32\text{-}28)$$

меньше единицы, причем $k_{aq} < k_{ad}$. Величины

$$k_{ad} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right); \quad k_{aq} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right)$$

называются **коэффициентами формы поля продольной и поперечной реакции якоря**. Они могут быть рассчитаны, например, по картинам магнитного поля в зазоре, а также аналитически. Кривые k_{ad} и k_{aq} представлены на рис. 32-12. Для неявнополюсной синхронной машины вследствие равномерности зазора $k_{ad} = k_{aq} = 1$.

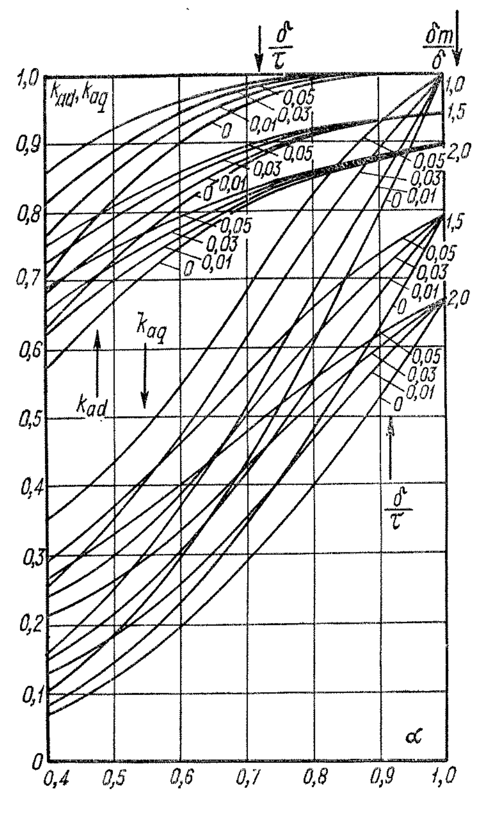


Рис. 32-12. Зависимость коэффициентов формы кривой поля реакции якоря явнополюсной машины k_{ad} и k_{aq} от относительных геометрических размеров, характеризующих геометрию полюсных наконечников

Основные гармоники полей продольной и поперечной реакции якоря (кривые *4* на рис. 32-11) создают потоки реакции якоря

$$\Phi_{ad} = \frac{2}{\pi} B_{adm1}\tau l_\delta = \frac{2}{\pi} k_{ad} B_{adm}\tau l_\delta;$$

$$\Phi_{aq} = \frac{2}{\pi} B_{aqm1}\tau l_\delta = \frac{2}{\pi} k_{aq} B_{aqm}\tau l_\delta.$$

Отсюда на основании равенств (32-23), (32-24) и (32-27) получим

$$\Phi_{ad} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{w k_{об}}{p} I_d k_{ad}; \quad \Phi_{aq} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu q}\delta} \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{w k_{об}}{p} I_q k_{aq}. \qquad (32\text{-}29)$$

Потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} вращаются синхронно с ротором и индуктируют в обмотке якоря э. д. с. самоиндукции

$$E_{ad} = \pi\sqrt{2} f_1 w k_{об} \Phi_{ad}; \quad E_{aq} = \pi\sqrt{2} f_1 w k_{об} \Phi_{aq}, \qquad (32\text{-}30)$$

которые называются э. д. с. продольной и поперечной реакции якоря.

Векторная диаграмма токов I_d, I_q, потоков Φ_{ad}, Φ_{aq} и э. д. с. E_{ad}, E_{aq} для синхронного генератора при смешанной активно-индуктивной нагрузке ($0 < \psi < 90°$) изображена на рис. 32-13, где E — э. д. с., индуктируемая в якоре потоком возбуждения Φ_f. По общему правилу потоки совпадают по фазе с создающими их токами, а э. д. с. отстают от потоков на 90°. Со стороны статора вращающийся поток возбуждения Φ_f представляется подобной же изменяющейся во времени синусоидальной величиной, как и токи и э. д. с. обмотки статора, и поэтому поток Φ_f можно рассматривать в виде такой же комплексной величины, как и другие векторы рис. 32-13.

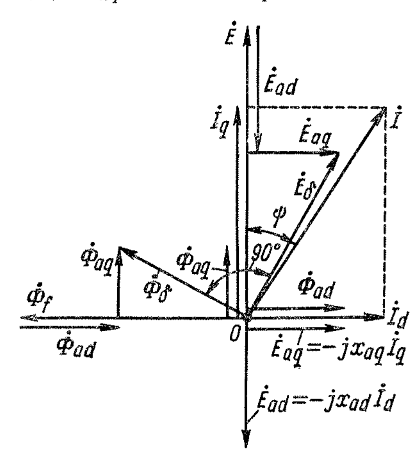


Рис. 32-13. Векторная диаграмма потоков и э. д. с. реакции якоря синхронной машины

Диаграмму потоков на рис. 32-13 можно рассматривать и как пространственную диаграмму.

На рис. 32-13 показан также вектор результирующего потока основной гармоники поля в воздушном зазоре

$$\dot{\Phi}_\delta = \dot{\Phi}_f + \dot{\Phi}_{ad} + \dot{\Phi}_{aq}. \qquad (32\text{-}31)$$

Этот поток индуктирует в обмотке якоря результирующую э. д. с. от основной гармоники результирующего поля в зазоре

$$\dot{E}_\delta = \dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}. \qquad (32\text{-}32)$$

Индуктивные сопротивления реакции якоря. Э. д. с. E_{ad} и E_{aq} можно также представить в виде

$$E_{ad} = x_{ad} I_d; \quad E_{aq} = x_{aq} I_q, \qquad (32\text{-}33)$$

где x_{ad} и x_{aq} — собственные индуктивные сопротивления обмотки якоря, соответствующие полям продольной и поперечной реакции якоря при симметричной нагрузке и называемые соответственно индуктивными сопротивлениями продольной и поперечной реакции якоря.

На основании выражений (32-29), (32-30) и (32-33) получим

$$x_{ad} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{w^2 k_{об}^2}{p} k_{ad}; \quad x_{aq} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu q}\delta} \frac{w^2 k_{об}^2}{p} k_{aq}. \qquad (32\text{-}34)$$

Выражения (32-34) отличаются от соотношения (23-10) для главного собственного индуктивного сопротивления многофазной обмотки при равномерном зазоре $x_{г1}$ только наличием множителей k_{ad} и k_{aq}, что вполне естественно, так как в явнополюсной синхронной машине основные гармоники поля уменьшаются пропорционально этим коэффициентам. В относительных единицах аналогично соотношению (23-23) получим

$$x_{ad*} = \frac{\sqrt{2}\,\mu_0 \tau k_{об}}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{A_н}{B_{\delta н}} k_{ad}; \quad x_{aq*} = \frac{\sqrt{2}\,\mu_0 \tau k_{об}}{\pi k_\delta k_{\mu q}\delta} \frac{A_н}{B_{\delta н}} k_{aq}, \qquad (32\text{-}35)$$

где $B_{\delta н}$ — амплитуда индукции поля возбуждения при $E = U_н$ и $A_н$ — линейная нагрузка якоря при номинальном токе.

Если сталь сердечников машины не насыщена ($\mu_c = \infty$), то $k_{\mu d} = k_{\mu q} = 1$. Значения x_{ad} и x_{aq} при этих условиях будем называть ненасыщенными и обозначать $x_{ad\infty}$, $x_{aq\infty}$. В соответствии с выражениями (32-34)

$$x_{ad} = x_{ad\infty}/k_{\mu d}; \quad x_{aq} = x_{aq\infty}/k_{\mu q}. \qquad (32\text{-}36)$$

Очевидно, что $x_{ad\infty} > x_{ad}$ и $x_{aq\infty} > x_{aq}$.

Для неявнополюсной синхронной машины ввиду равномерности зазора $k_{ad} = k_{aq} = 1$ и

$$x_{ad} = x_{aq}. \qquad (32\text{-}37)$$

Из этих двух обозначений для неявнополюсной машины сохраним обозначение x_{ad}.

Чем сильнее реакция якоря, тем больше x_{ad} и x_{aq} и тем меньше запас статической устойчивости при работе машины (см. § 35-4).

При проектировании машины с заданной мощностью, скоростью вращения и способом охлаждения все величины, входящие в (32-35), за исключением δ, могут изменяться лишь в небольших пределах.

Поэтому величины x_{ad} и x_{aq} обратно пропорциональны величине воздушного зазора. Для ограничения влияния реакции якоря желательно, чтобы значения x_{ad} и x_{aq} не превосходили определенных пределов. Поэтому величину зазора δ в синхронных машинах приходится брать больше, чем это необходимо по механическим условиям.

Необходимо, однако, иметь в виду, что увеличение δ требует усиления обмотки возбуждения, что связано с увеличением расхода обмоточного провода, а в ряде случаев, в связи с затруднениями в размещении обмотки возбуждения, требуется также некоторое увеличение габаритов машины.

Поэтому уменьшение x_{ad} и x_{aq} ведет к удорожанию машины.

Стремление к увеличению мощности машин при заданных габаритах привело к применению более интенсивных способов охлаждения (внутреннее водородное и водяное охлаждение обмоток) и к увеличению линейных нагрузок A в несколько раз (от $A = (5{,}0 \div 6{,}5) \cdot 10^4$ А/м в машинах с воздушным охлаждением до $A = (15 \div 25) \cdot 10^4$ А/м). В соответствии с соотношениями (32-35) в таких машинах для ограничения величин x_{ad} и x_{aq} необходимо значительно увеличивать δ.

Значения x_{ad*} и x_{aq*} для современных синхронных машин приведены в табл. 32-1.

Пример. Вертикальный явнополюсный гидрогенератор мощностью $S_н = 9250$ кВ·А, $U_{л.н} = 6600$ В, $I_н = 810$ А, $m = 3$, $f_1 = 50$ Гц, $\cos\varphi = 0{,}8$, $p = 6$ и $n = 500$ об/мин имеет следующие конструктивные данные: $\tau = 0{,}655$ м, $l_\delta = 0{,}64$ м, $\delta = 0{,}018$ м, $\delta_m = 0{,}027$ м, $\alpha = 0{,}69$, $k_\delta = 1{,}13$, $k_{\mu d} = k_{\mu q} = 1{,}10$, $k_{об} = 0{,}923$, $B_{\delta н} = 0{,}867$ Т, $A_н = 50\,100$ А/м.

При $\delta_m/\delta = 1{,}5$, $\alpha = 0{,}69$ и $\delta/\tau = 0{,}0275$, согласно рис. 32-12, $k_{ad} = 0{,}89$ и $k_{aq} = 0{,}49$. При этом на основании выражения (32-35)

$$x_{ad*} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}655 \cdot 0{,}923}{\pi \cdot 1{,}13 \cdot 1{,}10 \cdot 0{,}018} \; \frac{50\,100 \cdot 0{,}89}{0{,}867} = 0{,}787;$$

$$x_{aq*} = \frac{k_{aq}}{k_{ad}} x_{ad*} = \frac{0{,}49}{0{,}89} 0{,}787 = 0{,}433.$$

Расчет $x_{ad} = x_{г1}$ для турбогенератора был произведен в § 23-2.

Таблица 32-1

Параметры синхронных машин

Параметр	Турбогенераторы	Явнополюсные генераторы и двигатели		Синхронные компенсаторы
		с успокоительной обмоткой	без успокоительной обмотки	
Продольное индуктивное сопротивление реакции якоря x_{ad}	1,1—2,5	0,5—1,5	0,5—1,5	1,4—2,3
Поперечное индуктивное сопротивление реакции якоря x_{aq}	1,1—2,5	0,3—0,9	0,3—0,9	0,8—1,3
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря $x_{\sigma a}$	0,08—0,25	0,1—0,3	0,1—0,3	0,1—0,2
Активное сопротивление якоря r_a	0,002—0,008	0,002—0,02	0,002—0,02	0,002—0,02
Продольное синхронное индуктивное сопротивление x_d	1,2—2,75	0,6—1,8	0,6—1,8	1,5—2,5
Поперечное синхронное индуктивное сопротивление x_q	1,2—2,75	0,4—1,2	0,4—1,2	0,9—1,5
Продольное переходное индуктивное сопротивление x'_d	0,20—0,40	0,2—0,5	0,2—0,5	0,3—0,6
Продольное сверхпереходное индуктивное сопротивление x''_d	0,12—0,30	0,15—0,35	—	0,15—0,35
Поперечное сверхпереходное индуктивное сопротивление x''_q	0,12—0,30	0,15—0,35	—	0,15—0,35
Индуктивное сопротивление обратной последовательности x_2	0,12—0,30	0,15—0,35	0,3—0,8	0,15—0,35
Активное сопротивление обратной последовательности r_2	0,02—0,05	0,015—0,025	0,02—0,05	0,02—0,07
Индуктивное сопротивление нулевой последовательности x_0	0,02—0,10	0,02—0,20	0,04—0,25	0,02—0,20
Активное сопротивление нулевой последовательности r_0	0,002—0,010	0,002—0,02	0,002—0,02	0,002—0,02
Постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутой обмотке якоря и отсутствии успокоительной обмотки T_{d_0}, с	3—12	—	2—10	4—12
Переходная постоянная времени T'_d, с	0,4—1,6	0,6—3,0	0,6—3,0	0,8—3,0
Сверхпереходная постоянная времени T''_d, с	0,03—0,15	0,02—0,08	—	0,02—0,08
Постоянная времени апериодического тока якоря T_a, с	0,04—0,1	0,03—0,4	0,1—0,5	0,1—0,5
Инерционная постоянная T_j, с	7—11	3—9	3—9	2—5

Примечания: 1. Значения сопротивлений даны в относительных единицах. 2. Значения инерционных постоянных даны с учетом маховых моментов турбин (для генераторов) и рабочих машин (для двигателей).

Полученные значения x_{ad}, x_{aq} представляют собой эквивалентные значения индуктивных сопротивлений фазы обмотки якоря с учетом взаимной индукции с другими фазами этой же обмотки. Этим сопротивлениям соответствуют эквивалентные индуктивности обмотки

$$\left.\begin{aligned} L_{ad} &= \frac{x_{ad}}{\omega_1} = \frac{x_{ad}}{2\pi f_1}; \\ L_{aq} &= \frac{x_{aq}}{\omega_1} = \frac{x_{aq}}{2\pi f_1}. \end{aligned}\right\} \qquad (32\text{-}38)$$

Выше были рассчитаны собственные индуктивные сопротивления (x_{ad}, x_{aq}) и собственные индуктивности (L_{ad}, L_{aq}) обмотки статора. В переходных режимах, когда потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} изменяются во времени, поток Φ_{ad} индуктирует также э. д. с. в обмотке возбуждения. Значение этой э. д. с. определяется взаимной индуктивностью обмотки якоря с обмоткой возбуждения по продольной оси M_{adf}, которую необходимо вычислить по потокосцеплению поля (кривая *3* на рис. 31-11, *а*) с обмоткой возбуждения. По общему правилу взаимные индуктивности одной фазы обмотки якоря и обмотки возбуждения равны: $M_{af} = M_{fa}$, притом при любом положении ротора. Однако под M_{adf} мы будем понимать эквивалентную взаимную индуктивность, учитывающую действие продольного потока всех фаз обмотки якоря при ее симметричной нагрузке. Тогда M_{adf} в $m/2$ раз больше M_{fad} [см. выражение (32-7)] и, следовательно,

$$M_{adf} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \cdot \frac{m}{2} \cdot \frac{w_f k_f w k_{об}}{p}. \qquad (32\text{-}39)$$

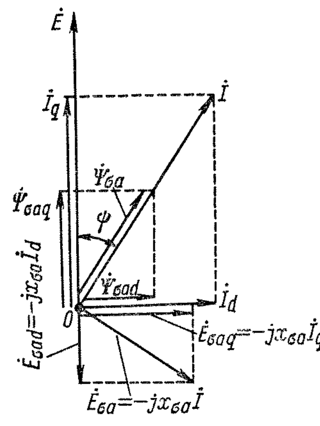


Рис. 32-14. Векторная диаграмма потокосцеплений и э. д. с. рассеяния якоря синхронной машины

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря рассчитывается по формулам § 23-3. Сделаем здесь по этому вопросу дополнительные замечания.

Н. с. обмотки якоря, кроме основной гармоники, содержит также высшие гармоники. При равномерном зазоре поля высших гармоник индуктируют в обмотке якоря э. д. с. основной частоты, которые учитываются в виде индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния (см. § 23-3). При неравномерном зазоре (в частности, в явнополюсной синхронной машине) поля высших гармоник н. с. искажаются и поэтому индуктируют как э. д. с. основной, так и э. д. с. высших частот. Э. д. с. основной частоты при этом также учитывается в виде сопротивления дифференциального рассеяния, а высшими гармониками э. д. с. по изложенным выше причинам пренебрегают.

Кроме дифференциального рассеяния, существует также пазовое и лобовое рассеяние якоря. Вследствие магнитной несимметрии ротора явнополюсной синхронной машины одинаковые токи I_d

и I_q создают различные поля и э. д. с. дифференциального и лобового рассеяния. Однако эта разница невелика, и ею пренебрегают. Поэтому индуктивные сопротивления рассеяния якоря $x_{\sigma a}$ принимают для обеих осей одинаковыми. Можно также считать, что в пределах до $I \approx (2 \div 2{,}5)\, I_н$ будет $x_{\sigma a} = \text{const}$. Обычно $x_{\sigma a*} = 0{,}05 \div 0{,}20$.

Активное сопротивление фазы обмотки якоря r_a нетрудно вычислить по известным обмоточным данным. Обычно $r_{a*} = 0{,}005 \div 0{,}02$, т. е. это сопротивление относительно мало.

Синхронные индуктивные сопротивления. Потокосцепление рассеяния обмотки якоря $\Psi_{\sigma a}$ также можно разложить на составляющие по осям d и q (рис. 32-14):

$$\Psi_{\sigma ad} = \Psi_{\sigma a} \sin\psi; \quad \Psi_{\sigma aq} = \Psi_{\sigma a} \cos\psi \qquad (32\text{-}40)$$

и считать, что $\Psi_{\sigma ad}$ и $\Psi_{\sigma aq}$ создаются соответственно токами I_d и I_q. Точно так же можно разложить на составляющие полную э. д. с. рассеяния якоря $\dot{E}_{\sigma a}$ (рис. 32-14), причем

$$\left.\begin{aligned} E_{\sigma ad} &= E_{\sigma a} \sin\psi = x_{\sigma a} I \sin\psi = x_{\sigma a} I_d; \\ E_{\sigma aq} &= E_{\sigma a} \cos\psi = x_{\sigma a} I \cos\psi = x_{\sigma a} I_q. \end{aligned}\right\} \qquad (32\text{-}41)$$

Э. д. с. $E_{\sigma ad}$ и E_{ad}, а также э. д. с. $E_{\sigma aq}$ и E_{aq} совпадают по фазе (см. рис. 32-13 и 32-14). Поэтому эти э. д. с. можно попарно сложить арифметически:

$$\boxed{\begin{aligned} E_d &= E_{ad} + E_{\sigma ad} = x_{ad} I_d + x_{\sigma a} I_d; \\ E_q &= E_{aq} + E_{\sigma aq} = x_{aq} I_q + x_{\sigma a} I_q \end{aligned}} \qquad (32\text{-}42)$$

или

$$\boxed{E_d = x_d I_d; \quad E_q = x_q I_q,} \qquad (32\text{-}43)$$

где

$$\boxed{x_d = x_{ad} + x_{\sigma a}; \quad x_q = x_{aq} + x_{\sigma a}.} \qquad (32\text{-}44)$$

Э. д. с. E_d и E_q являются составляющими полной э. д. с. самоиндукции якоря по осям d и q. Сопротивления x_d и x_q называют соответственно *продольным* и *поперечным синхронными индуктивными сопротивлениями обмотки якоря*, причем словом «синхронные» подчеркивается, что эти сопротивления соответствуют нормальному устано-

вившемуся синхронному режиму работы с симметричной нагрузкой фаз.

Величина $x_{\sigma a}$ значительно меньше x_{ad} и x_{aq}. Поэтому x_d и x_q также определяются главным образом величиной зазора машины δ. Значения x_d и x_q для современных синхронных машин указаны в табл. 32-1.

§ 32-3. Приведение электромагнитных величин обмоток синхронной машины

Приведение н. с. и тока якоря к обмотке возбуждения. Обмотки якоря и возбуждения синхронной машины имеют различное пространственное распределение, и поэтому одинаковые по значению н. с. этих обмоток создают различные по значению потоки основной гармоники поля в зазоре между статором и ротором. Магнитные характеристики, или характеристики холостого хода, выражают зависимость потока и э. д. с. якоря от тока i_f или н. с. F_f возбуждения. С другой стороны, возникает необходимость определения, с учетом насыщения, потоков и э. д. с., создаваемых совместным действием токов или н. с. возбуждения и якоря.

Для возможности использования при этом указанных выше характеристик необходимо найти ток или н. с. возбуждения, эквивалентные данному току или н. с. якоря, или, иначе говоря, привести ток или н. с. якоря к обмотке возбуждения.

Величины якоря, приведенные к обмотке возбуждения, будем обозначать дополнительно штрихами. Тогда на основании изложенного в § 32-1 и 32-2 для н. с. якоря по продольной оси можно написать

$$\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F_{ad} k_{ad} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F'_{ad} k_f. \qquad (32\text{-}45)$$

Левая часть этого выражения представляет собой основную гармонику поля, созданного продольной н. с. якоря F_{ad}, а правая — равновеликую основную гармонику поля, созданную эквивалентной н. с. возбуждения F'_{ad}. Согласно выражению (32-45), приведенная к обмотке возбуждения продольная н. с. якоря

$$\boxed{F'_{ad} = k_d F_{ad},} \qquad (32\text{-}46)$$

где

$$\boxed{k_d = k_{ad}/k_f.} \qquad (32\text{-}47)$$

Аналогично для приведенной к обмотке возбуждения поперечной н. с. якоря получим

$$\boxed{F'_{aq} = k_q F_{aq},} \qquad (32\text{-}48)$$

где

$$\boxed{k_q = k_{aq}/k_f.} \qquad (32\text{-}49)$$

Величины k_d и k_q называются *коэффициентами реакции якоря*. Кривые этих коэффициентов для явнополюсных машин изображены на рис. 32-15, *а*, *б*, *в*.

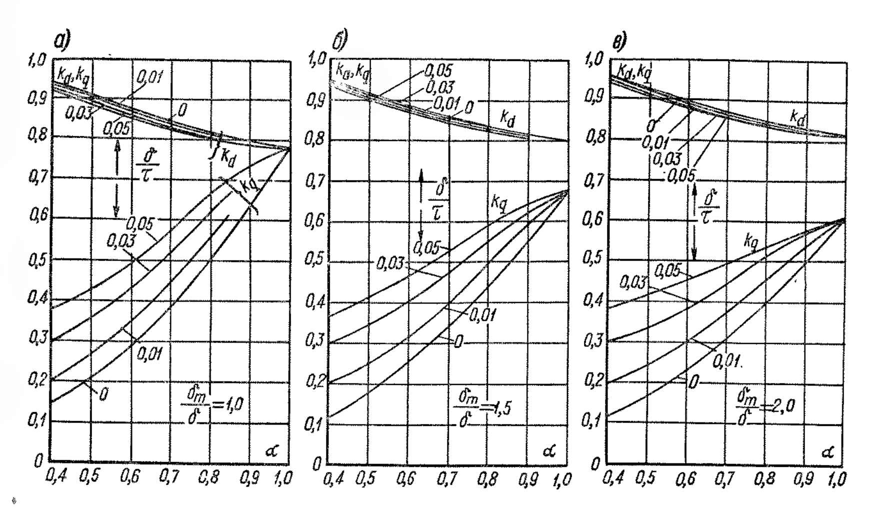


Рис. 32-15. Зависимость коэффициентов реакции якоря явнополюсной синхронной машины k_d и k_q от относительных размеров, характеризующих геометрию полюсных наконечников

Вместо приведенных н. с. можно рассматривать также приведенные токи якоря. Если в выражение (32-45) подставить F_{ad} из (32-23) и $F'_{ad} = F_f$ из (32-2) с заменой в последнем равенстве i_f на приведенный к обмотке возбуждения продольный ток I'_d, то получим

$$\boxed{I'_d = k_{id} I_d,} \qquad (32\text{-}50)$$

где коэффициент приведения продольного тока якоря

$$k_{id} = \frac{m2\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{wk_{об}}{w_f}\,k_d. \qquad (32\text{-}51)$$

Аналогично приведенный к обмотке возбуждения поперечный ток якоря

$$I'_q = k_{iq} I_q, \tag{32-52}$$

где коэффициент приведения поперечного тока якоря

$$k_{iq} = \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{об}}{w_f} k_q. \tag{32-53}$$

Для неявнополюсных машин $k_{ad} = k_{aq} = 1$, а k_f определяется равенством (32-18). Поэтому для таких машин

$$k_d = k_q = \frac{\pi}{4} \frac{\gamma\pi/2}{\sin\frac{\gamma\pi}{2}}. \tag{32-54}$$

В связи с этим в неявнополюсных машинах можно производить приведение н. с. якоря F_a и тока якоря I без разложения их на составляющие, причем

$$F'_a = k_d F_a \tag{32-55}$$

и

$$I' = k_{id} I. \tag{32-56}$$

Приведение обмотки возбуждения к обмотке якоря. При нормальном установившемся режиме работы синхронной машины с симметричной нагрузкой фаз процесс взаимной индукции между якорем и индуктором происходит односторонне: поток возбуждения вращается относительно якоря и индуктирует в его обмотке э. д. с., но поток реакции якоря неподвижен относительно индуктора, и поэтому в обмотках возбуждения и успокоительной, расположенных на индукторе, э. д. с. не индуктируются. Однако в неустановившихся, несимметричных и других особых режимах работы синхронной машины процесс взаимной индукции протекает двусторонне, т. е. потоки якоря индуктируют э. д. с. и токи также в обмотках индуктора. При этом обмотку якоря синхронной машины можно рассматривать как первичную. При такой двусторонней трансформаторной связи для исследования указанных режимов работы целесообразно привести обмотку индуктора к обмотке якоря подобно тому, как это делается для трансформаторов и асинхронных машин.

Приведение обмотки возбуждения можно рассматривать как воображаемую ее замену обмоткой, идентичной обмотке якоря, с сохранением энергетических соотношений и соблюдением идентичности электромагнитных процессов.

Так как реальная обмотка возбуждения является однофазной, а приведенная — многофазной, то коэффициенты приведения тока k_i и напряжения k_u будут различны, как и у асинхронной машины при $m_1 \neq m_2$ (см. § 24-1). Токи «фаз» приведенной обмотки возбуждения составляют симметричную m-фазную систему токов, создающую магнитный поток по продольной оси. В нормальном установившемся режиме работы эти токи постоянны («застывший m-фазный переменный ток»). При этом следует представить себе также, что ось одной из фаз приведенной обмотки возбуждения совпадает с продольной осью машины. Эту фазу можно назвать основной и ток этой фазы i'_f и напряжение u'_f рассматривать в качестве тока и напряжения приведенной обмотки возбуждения. В симметричном установившемся режиме работы i'_f и u'_f соответствуют амплитудам тока и напряжения «застывшего переменного тока» m-фазной обмотки.

Реальная обмотка возбуждения с током i_f и приведенная обмотка с током i'_f должны создавать одинаковое поле основной гармоники в воздушном зазоре. Поэтому

$$\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{w_f}{2p} i_f k_f = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{w k_{об}}{p} \frac{i'_f}{\sqrt{2}} k_{ad},$$

откуда

$$i'_f = i_f / k_i, \tag{32-57}$$

где

$$k_i = \frac{2m}{\pi} \frac{w k_{об}}{w_f} k_d \tag{32-58}$$

представляет собой коэффициент приведения тока возбуждения, отличающийся от k_{id} [см. формулу (32-51)] на $\sqrt{2}$.

Мощности реальной и приведенной обмоток возбуждения должны быть одинаковы. Если u_f — напряжение на зажимах реальной обмотки возбуждения и u'_f — напряжение приведенной обмотки возбуждения, то

$$u_f i_f = m \frac{u'_f}{\sqrt{2}} \frac{i'_f}{\sqrt{2}},$$

откуда

$$u_f' = \frac{2}{m}\,\frac{i_f}{i_f'}\,u_f = \frac{2}{m}\,k_i u_f$$

или

$$\boxed{u_f' = k_u u_f,} \qquad (32\text{-}59)$$

где

$$\boxed{k_u = \frac{2}{m}\,k_i = \frac{4}{\pi}\,\frac{wk_{об}}{w_f}\,k_d} \qquad (32\text{-}60)$$

является коэффициентом приведения напряжения возбуждения.

Коэффициент приведения сопротивлений и индуктивностей

$$\boxed{k = k_u k_i = \frac{2}{m}\,k_i^2 = \frac{8m}{\pi^2}\,\frac{w^2k_{об}^2}{w_f^2}\,k_d^2,} \qquad (32\text{-}61)$$

причем приведенные сопротивления и индуктивности определяются соотношениями

$$\boxed{r_f' = kr_f; \quad L_f' = kL_f.} \qquad (32\text{-}62)$$

Полученные коэффициенты приведения действительны как для явнополюсных, так и для неявнополюсных машин.

Проверим соотношения (32-57), (32-61) и (32-62) по значению потерь в приведенной обмотке возбуждения. Для этих потерь, согласно соотношениям (32-57), (32-61) и (32-62), будем иметь выражение

$$m\left(\frac{i_f'}{\sqrt{2}}\right)^2 r_f' = m\left(\frac{i_f}{k_i\sqrt{2}}\right)^2 k_i k_u r_f = \frac{m}{2}\,\frac{k_u}{k_i}\,i_f^2 r_f = i_f^2 r_f,$$

т. е. они, как это и должно быть, равны потерям в реальной обмотке возбуждения.

Приведенные индуктивности обмотки возбуждения. Аналогично формулам (24-35) для асинхронной машины приведенные взаимные индуктивности обмоток возбуждения и якоря синхронной машины

$$M'_{fad} = k_i M_{fad}; \quad M'_{adf} = k_u M_{adf}. \qquad (32\text{-}63)$$

Согласно выражениям (32-7), (32-39), (32-58) и (32-60), M'_{fad} и M'_{adf} равны друг другу, а в соответствии с равенствами (32-34) и (32-38) они равны также L_{ad}, т. е.

$$L_{ad} = M'_{fad} = M'_{adf}. \qquad (32\text{-}64)$$

Таким образом, как и в трансформаторах и асинхронных машинах, приведенные взаимные индуктивности равны собственной индуктивности первичной обмотки от основной гармоники поля в зазоре.

На основании выражений (32-13), (32-47), (32-61) приведенное значение индуктивности обмотки возбуждения от поля в зазоре

$$L'_{f\delta} = kL_{f\delta} = \frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\,\frac{8m}{\pi^2}\,\frac{w^2k_{об}^2}{p}\,\frac{k_Ф k_{ad}^2}{k_f}. \qquad (32\text{-}65)$$

Разность

$$L'_{fд} = L'_{f\delta} - M'_{fad} = L'_{f\delta} - L_{ad} \qquad (32\text{-}66)$$

является приведенной индуктивностью дифференциального рассеяния обмотки возбуждения, которую можно представить в виде

$$L'_{fд} = k_{fд}L_{ad}, \qquad (32\text{-}67)$$

где

$$k_{fд} = \frac{4}{\pi}\,\frac{k_Ф k_{ad}}{k_f} - 1 = \frac{4}{\pi}\,k_Ф k_d - 1 \qquad (32\text{-}68)$$

— коэффициент дифференциального рассеяния обмотки возбуждения. Для неявнополюсной машины, согласно выражениям (32-18), (32-20), (32-54) и (32-68),

$$k_{fд} = \frac{\pi^2}{8}\,\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_{об f}^2} - 1. \qquad (32\text{-}69)$$

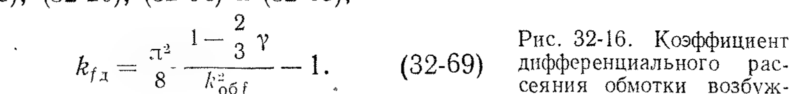


Рис. 32-16. Коэффициент дифференциального рассеяния обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины

График зависимости $k_{fд} = f(\gamma)$ по уравнению (32-69) изображен на рис. 32-16.

В соответствии с изложенным приведенную полную индуктивность обмотки возбуждения

$$L_f' = kL_f \qquad (32\text{-}70)$$

можно представить в виде

$$L_f' = L_{ad} + L'_{f\sigma}, \qquad (32\text{-}71)$$

где

$$L'_{f\sigma} = L'_{fд} + kL_{fп} + kL_{fл} = L'_{fд} + L'_{fп} + L'_{fл} \qquad (32\text{-}72)$$

является приведенной индуктивностью рассеяния обмотки возбуждения.

§ 32-4. Электромагнитные величины обмоток якоря и возбуждения в относительных единицах

В теории установившихся, и в особенности переходных, процессов синхронной машины широко пользуются относительными единицами. При этом за единицы, или базисные величины, тока,

напряжения, сопротивления и индуктивности цепи якоря принимаются их номинальные фазные значения $I_н$, $U_н$ и

$$z_н = \frac{U_н}{I_н}; \quad L_н = \frac{z_н}{\omega_1} = \frac{z_н}{2\pi f_1}. \tag{32-73}$$

Относительные значения сопротивлений r, x, z и индуктивности L цепи якоря:

$$r_* = \frac{r}{z_н}; \quad x_* = \frac{x}{z_н}; \quad z_* = \frac{z}{z_н}; \quad L_* = \frac{L}{L_н} = \frac{\omega_1 L}{z_н} = \frac{x}{z_н}. \tag{32-74}$$

Относительные величины индуктивности L и соответствующего ей индуктивного сопротивления x, таким образом, равны.

Действующие значения тока I и напряжения U якоря в относительных единицах:

$$I_* = I/I_н; \quad U_* = U/U_н. \tag{32-75}$$

Мгновенные значения тока i и напряжения u якоря целесообразно относить к амплитудам номинальных тока и напряжения:

$$i_* = \frac{i}{\sqrt{2}\, I_н}; \quad u_* = \frac{u}{\sqrt{2}\, U_н}. \tag{32-76}$$

Чтобы выразить сопротивление и индуктивность цепи возбуждения в относительных единицах, достаточно разделить их значения, приведенные к обмотке якоря, на соответствующие базисные величины цепи якоря:

$$\left.\begin{aligned} r_{f*} &= \frac{r'_f}{z_н} = \frac{kr_f}{z_н} = \frac{kr_f I_н}{U_н}; \\ L_{f*} &= \frac{L'_f}{L_н} = \frac{kL_f}{L_н} = \frac{k\omega_1 L_f I_н}{U_н}. \end{aligned}\right\} \tag{32-77}$$

Относительные ток и напряжение возбуждения:

$$\left.\begin{aligned} i_{f*} &= \frac{i'_f}{\sqrt{2} I_н} = \frac{i_f}{\sqrt{2} I_н k_i}; \\ u_{f*} &= \frac{u'_f}{\sqrt{2} U_н} = \frac{k_u u_f}{\sqrt{2} U_н}. \end{aligned}\right\} \tag{32-78}$$

Из соотношений (32-77) и (32-78) можно получить также базисные значения неприведенных величин цепи возбуждения, если положить в них

$$r_{f*} = L_{f*} = i_{f*} = u_{f*} = 1$$

и заменить r_f, L_f, i_f, u_f на соответствующие базисные величины $r_{fб}$, $L_{fб}$, $i_{fб}$, $u_{fб}$. При этом получим

$$\left.\begin{aligned} i_{fб} &= \sqrt{2} I_н k_i; \quad & r_{fб} &= \frac{U_н}{kI_н}; \\ u_{fб} &= \frac{\sqrt{2} U_н}{k_u}; \quad & L_{fб} &= \frac{U_н}{k\omega_1 I_н}. \end{aligned}\right\} \tag{32-79}$$

Учитывая, что полная номинальная мощность

$$S_н = mU_н I_н$$

и коэффициент

$$k_u = \frac{2}{m} k_i,$$

на основании левых двух равенств (32-79) получим также

$$u_{fб} = S_н / i_{fб}. \tag{32-80}$$

Кроме того, нетрудно видеть, что

$$r_{fб} = \frac{u_{fб}}{i_{fб}}; \quad L_{fб} = \frac{u_{fб}}{\omega_1 i_{fб}}. \tag{32-81}$$

При этом

$$i_{f*} = \frac{i_f}{i_{fб}}; \quad u_{f*} = \frac{u_f}{u_{fб}}; \quad r_{f*} = \frac{r_f}{r_{fб}}; \quad L_{f*} = \frac{L_f}{L_{fб}}. \tag{32-82}$$

В рассматриваемой системе относительных единиц базисный ток возбуждения создает такую же по значению основную гармонику поля в зазоре, как и номинальный продольный ток якоря при симметричной нагрузке. Эту систему единиц в литературе называют также «системой x_{ad}», так как при $i_{f*} = 1$ э. д. с. статора от тока возбуждения $E_* = x_{ad*} i_{f*} = x_{ad*}$. Возможны и иногда применяются также другие системы относительных единиц для обмотки возбуждения, чему соответствует ее приведение к обмотке якоря с иными значениями коэффициентов приведения. В частности, нередко используется система единиц возбуждения, в которой за $i_{fб}$ берется такое значение i_f, которое при $n = n_н$ и отсутствии насыщения индуктирует э. д. с. $E = U_н$. Однако применение подобных систем относительных единиц с физической точки зрения менее оправдано.

§ 32-5. Магнитные поля и параметры успокоительной обмотки

В нормальных установившихся режимах работы многофазной синхронной машины основная гармоника н. с. реакции якоря вращается синхронно с ротором, неизменна по значению и по-

этому токов в успокоительной или пусковой обмотке, расположенной в полюсных наконечниках, не индуктирует.

При этих условиях относительно небольшие токи в стержнях успокоительной обмотки индуктируются только в результате действия высших гармоник н. с. обмотки якоря и зубцовых пульсаций магнитного поля. Эти токи вызывают добавочные потери, которые учитываются при определении к. п. д.

Однако при неустановившихся, несимметричных и других особых режимах работы потоки основных гармоник поля реакции якоря Φ_{ad} и Φ_{aq} изменяются или пульсируют во времени и индуктируют в успокоительной обмотке значительные токи.

Распределение этих токов в стержнях успокоительной или пусковой обмотки показано на рис. 32-17, *а* и 32-18, *а*. Эти токи создают

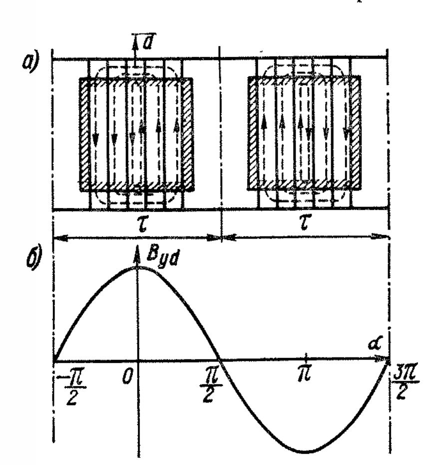


Рис. 32-17. Распределение продольных токов (*а*) и магнитное поле зазора (*б*) успокоительной обмотки

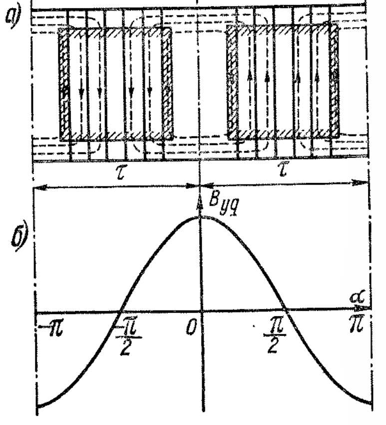


Рис. 32-18. Распределение поперечных токов (*а*) и магнитное поле зазора (*б*) успокоительной обмотки

в воздушном зазоре магнитные поля определенной формы, которые можно разложить на основную и высшие гармоники (рис. 32-17, *б* и 32-18, *б*). Основные гармоники поля успокоительной обмотки обусловливают явление взаимной индукции с обмоткой якоря, а высшие гармоники образуют поле дифференциального рассеяния успокоительной обмотки. Кроме того, существуют также поля пазового и лобового рассеяния успокоительной обмотки.

Ротор явнополюсной синхронной машины в магнитном отношении несимметричен. Кроме того, его успокоительная или пусковая обмотка несимметрична и в электрическом отношении, так как

контуры токов, составляемые стержнями и участками торцевых замыкающих колец этой обмотки, различны для токов, индуктируемых продольным и поперечным потоками реакции якоря (см. рис. 32-17, *а* и 32-18, *а*). Поэтому количественные соотношения, характеризующие электромагнитные процессы, для осей *d* и *q* различны. Для поля воздушного зазора это проявляется в том, что кривые поля имеют различный вид (рис. 32-17, *б* и 32-18, *б*). Токи в отдельных стержнях на рис. 32-17, *а* также различны. Это же справедливо и для рис. 32-18, *а*.

Вследствие указанной магнитной и электрической несимметрии, строго говоря, вместо единой успокоительной обмотки необходимо рассматривать каждый контур тока на рис. 32-17, *а* или 32-18, *а* как отдельную обмотку или отдельную цепь тока. Для каждого такого контура по отдельности можно составить уравнение напряжения или второе уравнение Кирхгофа, причем эти уравнения будут независимы друг от друга, а сопротивления и индуктивности каждого контура различны. В уточненной теории переходных процессов и других особых режимов действие успокоительной обмотки учитывается именно так. Однако для большинства практических целей задачу можно упростить и рассматривать по каждой оси одну эквивалентную успокоительную обмотку, с эквивалентными токами I_{yd}, I_{yq} и эквивалентными параметрами. Можно считать, что такие эквивалентные обмотки представляют собой короткозамкнутые витки с полным шагом (рис. 32-19). Активные сопротивления r_{yd}, r_{yq} и индуктивности L_{yd}, L_{yq} эквивалентных успокоительных обмоток по разным осям различны.

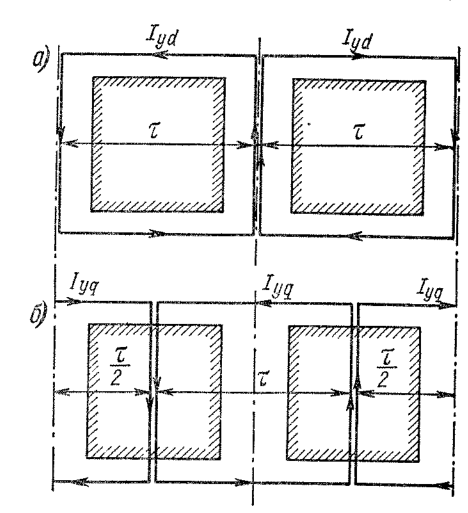


Рис. 32-19. Эквивалентные успокоительные обмотки продольной (*а*) и поперечной (*б*) оси

Токи и параметры успокоительных обмоток также можно привести к обмотке якоря. При этом взаимная индуктивность с обмоткой якоря для продольной оси будет равна L_{ad}, а для поперечной оси L_{aq}. Полные приведенные собственные индуктивности успокоительной обмотки будут:

$$L'_{yd} = L_{ad} + L'_{\sigma yd}; \quad L'_{yq} = L_{aq} + L'_{\sigma yq}, \qquad (32\text{-}83)$$

где $L'_{\sigma yd}$ и $L'_{\sigma yq}$ — приведенные индуктивности рассеяния успокоительной обмотки соответственно для продольной и поперечной осей. Очевидно, что $L'_{yd} > L'_{yq}$.

Вместо полной успокоительной обмотки (рис. 32-17 и 32-18) иногда применяют также неполную успокоительную обмотку (рис. 32-20), которая не имеет междуполюсных соединений. Отсутствие междуполюсных соединений не влияет на значение и распределение токов, а также на значения параметров успокоительной обмотки по продольной оси. Однако действие такой обмотки по поперечной оси значительно ослабляется, так как активное сопротивление r_{yq} и индуктивность рассеяния $L'_{\sigma yq}$ увеличиваются, а ток эквивалентной обмотки I'_{yq} уменьшается. Поэтому неполные успокоительные обмотки применяются редко.

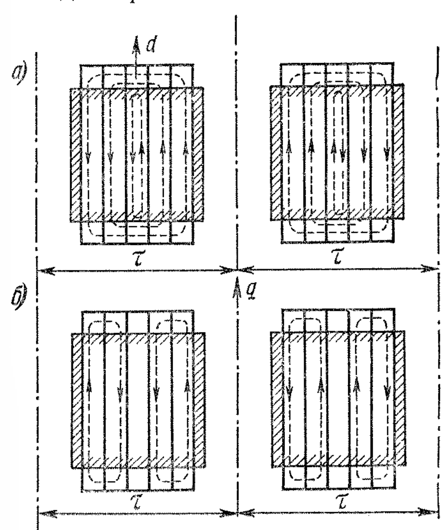


Рис. 32-20. Распределение продольных (*а*) и поперечных (*б*) токов неполной успокоительной обмотки

Отметим, что в каждом реальном стержне успокоительной обмотки протекает ток, равный сумме продольного и поперечного токов стержня (рис. 32-17 и 32-18), и ввиду разных направлений этих токов суммарные токи стержней, расположенных симметрично относительно центра полюсного наконечника, различны.

Неявнополюсные синхронные машины имеют массивный ротор, обычно лишены специальной успокоительной обмотки, и роль последней играет само тело ротора. Это же справедливо для явнополюсных машин с массивными полюсами. Действие массивного ротора и массивных полюсов также можно заменить действием эквивалентных успокоительных обмоток.

Для неявнополюсной машины, имеющей цилиндрический ротор, параметры таких обмоток для обеих осей можно принять одинаковыми. Ввиду поверхностного эффекта параметры r'_{yd}, r'_{yq}, $L'_{\sigma yd}$ и $L'_{\sigma yq}$ переменны и зависят от частоты или скорости изменения токов i_{yd}, i_{yq}. Строго говоря, это же справедливо и для обычных успокоительных и пусковых обмоток, так как сечение стержней этих обмоток достаточно велико.

Некоторое действие оказывают также вихревые токи, индуктируемые при изменении Φ_{ad} и Φ_{aq} в элементах магнитной цепи ротора явнополюсной машины, имеющей полюсы из листовой стали. Это эквивалентно наличию некоторой дополнительной успокоительной обмотки. Однако этот эффект мал и обычно не учитывается.

Следует отметить также, что приведенная взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и успокоительной больше, а рассеяние между ними меньше, чем между этими двумя обмотками и обмоткой якоря. Это обусловлено тем, что указанные две обмотки расположены на индукторе поблизости и неподвижны относительно друг друга. Ввиду последнего обстоятельства взаимная индуктивность обмоток возбуждения и успокоительной обусловлена также высшими гармониками их полей в воздушном зазоре. То же самое характерно и для двухклеточного асинхронного двигателя, в котором взаимная индуктивность между обмотками ротора также больше, чем между обмотками ротора и обмоткой статора (см. § 27-2 и рис. 27-7). Однако в синхронных машинах этим обстоятельством часто пренебрегают.

Необходимо также подчеркнуть, что взаимная индукция между поперечной успокоительной обмоткой и обмоткой возбуждения отсутствует.

Вопросы расчета параметров успокоительных обмоток рассматриваются в пособиях по проектированию и в более обширных руководствах и монографиях по электрическим машинам [21—23, 49, 63].

Глава тридцать третья

РАБОТА МНОГОФАЗНЫХ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ПРИ СИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

§ 33-1. Основные виды векторных диаграмм напряжений синхронных генераторов

Явнополюсная машина. Напряжение фазы обмотки генератора равно сумме индуктируемых в этой обмотке э. д. с. минус падение напряжения в активном сопротивлении фазы обмотки якоря r_a. В соответствии с этим и изложенным в § 32-1 и 32-2 можно написать уравнение напряжения явнополюсного синхронного генератора:

$$\boxed{\dot U = \dot E + \dot E_{ad} + \dot E_{aq} + \dot E_{\sigma a} - r_a \dot I.} \quad (33\text{-}1)$$

Э. д. с. реакции якоря и рассеяния можно выразить через соответствующие токи и индуктивные сопротивления:

$$\dot{E}_{ad} = -jx_{ad}\dot{I}_d; \quad \dot{E}_{aq} = -jx_{aq}\dot{I}_q; \quad \dot{E}_{\sigma a} = -jx_{\sigma a}\dot{I}. \qquad (33\text{-}2)$$

При этом вместо (33-1) получим

$$\dot{U} = \dot{E} - jx_{ad}\dot{I}_d - jx_{aq}\dot{I}_q - jx_{\sigma a}\dot{I} - r_a\dot{I} = \dot{E}_\delta - jx_{\delta a}\dot{I} - r_a\dot{I}, \quad (33\text{-}3)$$

где

$$\dot{E}_\delta = \dot{E} - jx_{ad}\dot{I}_d - jx_{aq}\dot{I}_q$$

— э. д. с. в фазе обмотки якоря от результирующего потока в зазоре Φ_δ с учетом реакции якоря.

Уравнение (33-3) можно прочитать также так: напряжение генератора U равно э. д. с. E, индуктируемой током возбуждения, минус падения напряжения в индуктивных сопротивлениях реакции якоря x_{ad} и x_{aq}, индуктивном сопротивлении рассеяния якоря $x_{\sigma a}$ и в активном сопротивлении якоря r_a.

Уравнениям напряжения (33-1) и (33-3) соответствуют векторные диаграммы явнополюсного синхронного генератора на рис. 33-1. В случае, показанном на рис. 33-1, *а*, генератор имеет смешанную активно-индуктивную нагрузку, когда угол сдвига фаз между током и напряжением $\varphi > 0$, а на рис. 33-1, *б* нагрузка является активно-емкостной и $\varphi < 0$. На рис. 33-1, *а*, кроме того, $\psi > 0$, $I_d > 0$ и продольная реакция якоря является размагничивающей, а на рис. 33-1, *б* $\psi < 0$, $I_d < 0$ и продольная реакция якоря является намагничивающей. Если $U = \text{const}$, то при активно-емкостной нагрузке (рис. 33-1, *б*) э. д. с. E и ток возбуждения i_f меньше, чем при активно-индуктивной нагрузке (рис. 33-1, *а*), так как продольная реакция якоря участвует в создании в машине результирующего потока необходимого значения. Поскольку $x_{\sigma a}$ и r_a относительно малы, то при $U = \text{const}$ э. д. с. E_δ и поток Φ_δ при изменении характера или значения нагрузки изменяются мало.

Угол θ между векторами $\dot{E}$ и $\dot{U}$ называется у г л о м н а г р у з к и. В генераторном режиме работы (рис. 33-1) э. д. с. $\dot{E}$ всегда опережает $\dot{U}$ и угол θ при этом считается положительным. Название этого угла происходит от того, что значение θ зависит от нагрузки генератора

$$P = mUI\cos\varphi. \qquad (33\text{-}4)$$

Действительно, из диаграммы рис. 33-1 видно, что, например, при $U = \text{const}$, $I = \text{const}$ и при уменьшении абсолютной величины φ составляющая тока якоря I_q увеличивается, соответственно чему увеличиваются также E_{aq} и θ.

Векторная диаграмма рис. 33-1 называется в литературе также диаграммой Блонделя.

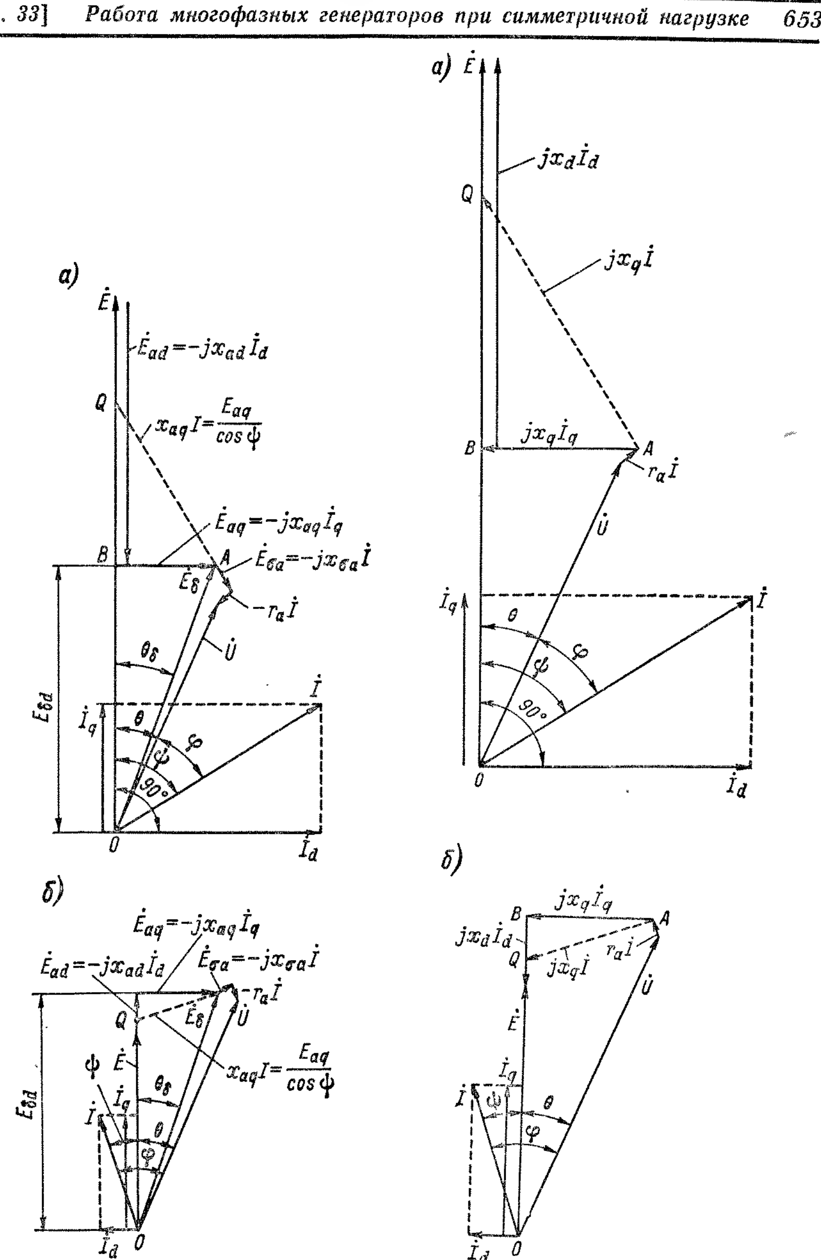


Рис. 33-1. Первый вид векторных диаграмм напряжений явнополюсного синхронного генератора

Рис. 33-2. Второй вид векторных диаграмм напряжений явнополюсного синхронного генератора

Как было показано в § 32-2, э. д. с. $\dot{E}_{\sigma a}$ также можно разложить на составляющие:

$$\dot{E}_{\sigma a} = -jx_{\sigma a}\dot{I} = -jx_{\sigma a}\dot{I}_d - jx_{\sigma a}\dot{I}_q,$$

а сопротивления x_{ad}, x_{aq} можно объединить с сопротивлением $x_{\sigma a}$ в синхронные сопротивления:

$$x_d = x_{ad} + x_{\sigma a}; \quad x_q = x_{aq} + x_{\sigma a}.$$

Тогда вместо уравнения (33-3) получим

$$\boxed{\dot{U} = \dot{E} - jx_d\dot{I}_d - jx_q\dot{I}_q - r_a\dot{I}.} \qquad (33\text{-}5)$$

При этом диаграммы рис. 33-1 можно несколько видоизменить, как показано на рис. 33-2. На диаграммах рис. 33-2, кроме того, направления векторов падений напряжения изменены на обратные. Поэтому диаграмма рис. 33-2 соответствует уравнению напряжения вида

$$\boxed{\dot{E} = \dot{U} + r_a\dot{I} + jx_q\dot{I}_q + jx_d\dot{I}_d,} \qquad (33\text{-}6)$$

которое получается из уравнения (33-5) путем переноса соответствующих членов из одной части уравнения в другую. Векторные диаграммы рис. 33-2 и уравнение (33-6) читаются так: э. д. с. E, индуктируемая в обмотке якоря синхронного генератора током или магнитным потоком возбуждения, равна напряжению на зажимах генератора плюс падения напряжения в сопротивлениях обмотки якоря. При исследовании режимов работы синхронной машины в энергетических системах обычно пользуются диаграммами вида рис. 33-2.

Необходимо указать на следующие примечательные свойства диаграмм рис. 33-1 и 33-2. Если из точек A на рис. 33-1 и 33-2 провести перпендикулярно вектору $\dot{I}$ отрезки прямых до пересечения в точке Q с вектором $\dot{E}$ или его продолжением (штриховые линии на рис. 33-1 и 33-2), то длины этих отрезков на рис. 33-1 будут равны $x_{aq}I$, а на рис. 33-2 равны x_qI. Это следует из того, что в прямоугольных треугольниках AQB (рис. 33-1 и 33-2) угол при вершине A равен ψ, и поэтому для рис. 33-1

$$AQ = \frac{AB}{\cos\psi} = \frac{x_{aq}I_q}{\cos\psi} = \frac{x_{aq}I\cos\psi}{\cos\psi} = x_{aq}I,$$

а для рис. 33-2

$$AQ = \frac{AB}{\cos\psi} = \frac{x_qI_q}{\cos\psi} = \frac{x_qI\cos\psi}{\cos\psi} = x_qI.$$

Этим свойством можно воспользоваться для построения диаграмм в случае, когда заданы U, I и φ и необходимо найти E. Тогда путем построения отрезков AQ сначала находят направление вектора $\dot{E}$ и, следовательно, угол ψ. После этого ток I можно разложить на составляющие I_d, I_q и построить всю диаграмму.

На рис. 33-3 наряду с построением отрезка $AQ = x_qI$ показаны также некоторые другие дополнительные построения и величины

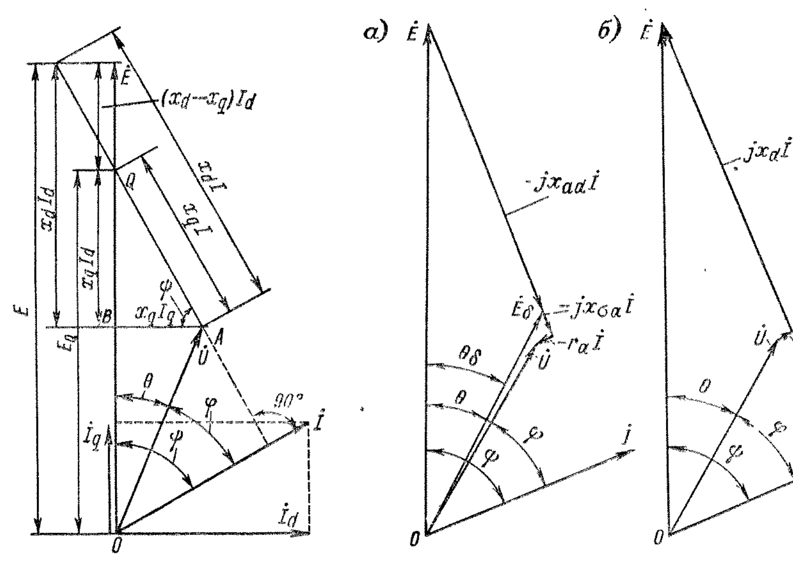


Рис. 33-3. Характерные соотношения в диаграмме напряжений явнополюсного синхронного генератора

Рис. 33-4. Векторные диаграммы напряжений неявнополюсного синхронного генератора

получаемых при этом отрезков, что дает более полное представление о соотношениях, характерных для векторной диаграммы явнополюсной синхронной машины.

Неявнополюсная машина. В этом случае $x_{aq} = x_{ad}$, $x_q = x_d$, поэтому нет необходимости разлагать ток I на составляющие I_d и I_q и можно откладывать на диаграмме падения напряжения $jx_{ad}\dot{I}$ и $jx_d\dot{I}$. Вместо диаграмм рис. 33-1, *а* и 33-2, *а* тогда получим диаграммы рис. 33-4, *а* и *б*.

Для исследования некоторых вопросов явнополюсную машину иногда заменяют эквивалентной неявнополюсной машиной, у которой синхронное сопротивление по обеим осям равно x_q рассматриваемой явнополюсной машины. Такая эквивалентная машина имеет вместо э. д. с. E эквивалентную э. д. с. возбуждения E_Q

(см. рис. 33-3), причем угол нагрузки θ не изменяется. Необходимо иметь в виду, что при постоянном токе возбуждения i_f и постоянной э. д. с. E значение э. д. с. E_Q при изменении нагрузки меняется.

Векторные диаграммы рис. 33-1 — 33-4 справедливы для любого установившегося режима работы синхронного генератора, если в каждом случае пользоваться значениями параметров x_{ad}, x_{aq} или x_d, x_q, соответствующими реальному состоянию насыщения магнитной цепи в рассматриваемом режиме работы. Однако при различных режимах работы насыщение магнитной цепи различно и определение точных насыщенных значений указанных параметров связано с определенными трудностями. Подробнее этот вопрос изложен в § 33-3.

§ 33-2. Характеристики синхронных генераторов

Среди разнообразных характеристик синхронных генераторов отдельную группу составляют характеристики, которые определяют зависимость между напряжением на зажимах якоря U, током якоря I и током возбуждения i_f при $f = f_н$ или $n = n_н$ и $\varphi = \text{const}$ в установившемся режиме работы. Эти характеристики дают наглядное представление о ряде основных свойств синхронных генераторов.

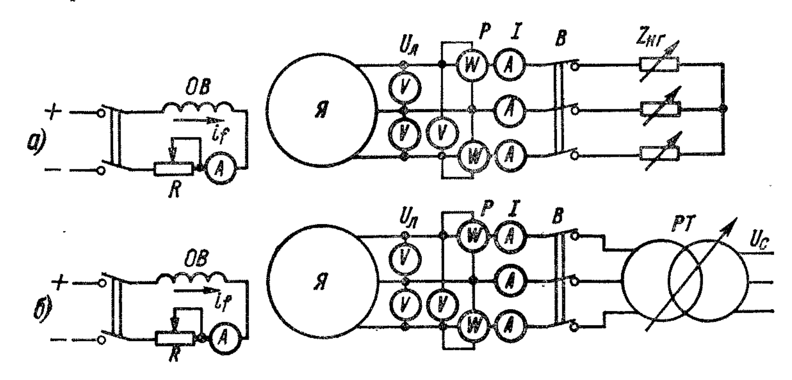


Рис. 33-5. Схемы для опытного определения характеристик синхронных генераторов

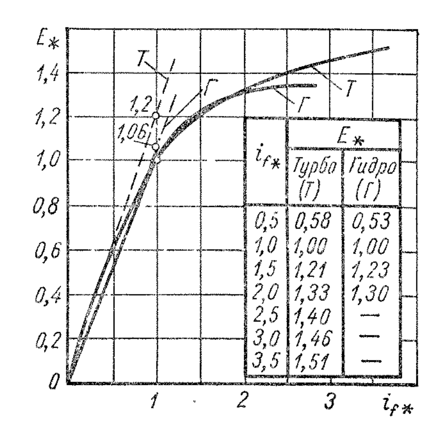
Они могут быть построены по расчетным данным, с помощью векторных диаграмм, или по данным соответствующих опытов. Характеристики явнополюсных и неявнополюсных генераторов в основном одинаковы.

Схемы для снятия рассматриваемых ниже характеристик опытным путем изображены на рис. 33-5. На рис. 33-5, *а* обмотка якоря *Я* нагружается с помощью симметричных регулируемых нагрузочных сопротивлений $Z_{нг}$ (например, трехфазный реостат и трехфазная индуктивная катушка, включаемые параллельно).

На рис. 33-5, *б* генератор нагружается на сеть U_c через индукционный регулятор напряжения (см. § 29-1), или регулируемый трехфазный трансформатор, или автотрансформатор *PT*. Активная мощность генератора в обоих случаях регулируется путем изменения момента двигателя, вращающего генератор. В схеме рис. 33-5, *б* воздействие на *PT* изменяет напряжение генератора и его реактивную мощность или $\cos\varphi$. На практике удобно пользоваться схемой рис. 33-5, *б*.

На рис. 33-5 предполагается, что обмотка возбуждения *ОВ* питается от постороннего источника. Регулирование тока i_f в обоих случаях производится с помощью реостата R. Значение $\cos\varphi$ проверяется по показаниям двух ваттметров.

Все характеристики для наглядности целесообразно строить в относительных единицах.



i_{f*}	E_* Турбо (Т)	E_* Гидро (Г)
0,5	0,58	0,53
1,0	1,00	1,00
1,5	1,21	1,23
2,0	1,33	1,30
2,5	1,40	—
3,0	1,46	—
3,5	1,51	—

Рис. 33-6. Нормальные характеристики холостого хода турбо- и гидрогенераторов СССР

Характеристика холостого хода (х. х. х.) определяет зависимость $U = f(i_f)$ при $I = 0$ и $f = f_н$. Очевидно, что в режиме холостого хода $U = E$. Если х. х. х. различных синхронных генераторов изобразить в относительных единицах, полагая

$$U_* = U/U_н; \quad i_{f*} = i_f/i_{fн0},$$

где $i_{fн0}$ — ток холостого хода при $U = U_н$, то эти х. х. х. будут мало отличаться друг от друга. Поэтому при расчетах различных режимов работы энергетических систем, в которых работает много генераторов, для упрощения расчетов принимается, что х. х. х. всех турбогенераторов, а также х. х. х. всех гидрогенераторов, выраженные в относительных единицах, одинаковы и соответствуют некоторым средним данным реальных характеристик генераторов (рис. 33-6). Такие х. х. х. называются н о р м а л ь н ы м и. Отметим, что относительный ток возбуждения i_{f*} на рис. 33-6 и рассмотренный в § 32-4 относительный ток возбуждения различны, так как различны соответствующие базисные токи, принятые за единицу.

Как указывалось в § 32-1, наряду с реальной криволинейной х. х. х. рассматриваются также спрямленные ненасыщенная и на-

сыщенная х. х. х. (см. рис. 32-4). Нормальные ненасыщенные х. х. х. показаны на рис. 33-6 штриховыми линиями.

Магнитные цепи турбогенераторов более насыщены, и, согласно рис. 33-6, при $E = U_н$ для турбогенераторов $k_{\mu d} = 1{,}2$ и для гидрогенераторов $k_{\mu d} = 1{,}06$.

Характеристика короткого замыкания (х. к. з.) снимается при замыкании зажимов всех фаз обмотки якоря накоротко (симметричное короткое замыкание) и определяет зависимость $I = f(i_f)$ при $U = 0$ и $f = f_н$.

Если пренебречь весьма незначительным активным сопротивлением якоря ($r_a = 0$), то сопротивление цепи якоря в режиме короткого замыкания будет чисто индуктивным. Поэтому $\psi = 90°$, $I_q = 0$, $I_d = I$ и на основании выражения (33-5)

$$\dot{E} = jx_d\dot{I}. \qquad (33\text{-}7)$$

Рис. 33-7. Схема замещения (*а*) и векторная диаграмма напряжений (*б*) синхронного генератора при симметричном установившемся коротком замыкании

Уравнению (33-7) соответствуют схема замещения рис. 33-7, *а* и векторная диаграмма рис. 33-7, *б*.

При коротком замыкании реакция якоря является чисто размагничивающей, э. д. с. E_δ от результирующего потока воздушного зазора, равная

$$E_\delta = E - x_{ad}I = x_{\sigma a}I,$$

весьма мала, вследствие чего и поток Φ_δ мал. Поэтому при коротком замыкании магнитная цепь не насыщена и х. к. з. $I = f(i_f)$ прямолинейна (рис. 33-8).

Опытное определение x_d. Опытные х. х. х. и х. к. з. (рис. 33-8) позволяют определить опытное значение продольного синхронного сопротивления x_d. Обычно находят ненасыщенное значение этого сопротивления $x_{d\infty}$, которое в отличие от насыщенного значения x_d для каждой машины вполне определенное. Чтобы определить $x_{d\infty}$, для какого-либо значения тока возбуждения, например $i_f = OA$ (рис. 33-8), по спрямленной ненасыщенной х. х. х. *3* находят $E_\infty = AA''$ и по х. к. з. *2* — ток I, после чего в соответствии с равенством (33-7) вычисляют

$$x_{d\infty} = E_\infty/I. \qquad (33\text{-}8)$$

Если E_∞ и I выражены в относительных единицах, то и $x_{d\infty}$ получается в этих же единицах.

Если вместо E_∞ в равенство (33-8) подставить значение $E = AA'$ для того же значения i_f (рис. 33-8), то отношение

$$x_d = \frac{E}{I} = \frac{E_\infty}{k_{\mu d}I} = \frac{x_{d\infty}}{k_{\mu d}} \qquad (33\text{-}9)$$

будет определять насыщенное значение x_d при таком насыщении магнитной цепи, которое соответствует данному значению E. Кривая *4* (рис. 33-8) представляет собой насыщенные значения $x_d = f(i_f)$.

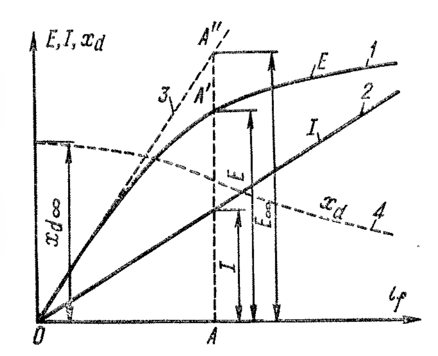


Рис. 33-8. Характеристики холостого хода (кривая *1*) и короткого замыкания (кривая *2*) синхронного генератора

Рис. 33-9. Определение отношения короткого замыкания

Отношение короткого замыкания (о. к. з.).

Отношением короткого замыкания $k_{о.к.з}$, согласно ГОСТ 183—74, называется отношение установившегося тока короткого замыкания $I_{к0}$ при токе возбуждения, который при холостом ходе и $n = n_н$ дает $E = U_н$, к номинальному току якоря $I_н$:

$$k_{о.к.з} = I_{к0}/I_н. \qquad (33\text{-}10)$$

В соответствии с рис. 33-9 и изложенным выше

$$I_{к0} = U_н/x_d, \qquad (33\text{-}11)$$

где x_d — насыщенное значение продольного синхронного сопротивления, соответствующее $E = U_н$.

На основании выражений (33-10) и (33-11)

$$k_{\text{о. к. з}} = \frac{U_{\text{н}}}{x_d I_{\text{н}}} = \frac{1}{x_{d*}} = \frac{k_{\mu d}}{x_{d\infty*}}. \tag{33-12}$$

то есть о. к. з. равно обратному значению x_{d*}. У многих машин $x_{d*} > 1$, и тогда $k_{\text{о. к. з}} < 1$, т. е. ток короткого замыкания в указанных условиях меньше номинального. Отсюда можно сделать вывод, что установившийся ток короткого замыкания синхронных генераторов вообще относительно не очень велик, что объясняется сильной размагничивающей реакцией якоря.

Если i_{f0} и $i_{f\text{к}}$ — соответственно токи возбуждения на холостом ходу, когда $U = U_{\text{н}}$, и при установившемся коротком замыкании, когда $I = I_{\text{н}}$, то на основании подобия треугольников OAA' и OBB' (рис. 33-9)

$$k_{\text{о. к. з}} = i_{f0}/i_{f\text{к}}. \tag{33-13}$$

Как будет показано ниже (см. § 35-4), величина о. к. з., как и величина x_d, определяет предельное значение нагрузки, которую способен нести генератор при установившемся режиме работы, причем, чем больше о. к. з., тем больше предельная нагрузка.

Поэтому о. к. з. является важным параметром синхронных машин. У гидрогенераторов обычно $k_{\text{о. к. з}} = 0{,}8 \div 1{,}8$, а у турбогенераторов $k_{\text{о. к. з}} = 0{,}4 \div 1{,}0$.

В соответствии с изложенным в § 32-2 значение о. к. з. тем больше, чем больше зазор δ между статором и ротором. Поэтому машины с большим о. к. з. дороже.

Внешняя характеристика определяет зависимость $U = f(I)$ при $i_f = \text{const}$, $\cos\varphi = \text{const}$, $f = f_{\text{н}}$ и показывает, как изменяется напряжение машины U при изменении нагрузки и неизменном токе возбуждения. По схеме рис. 33-5, *б* внешняя характеристика снимается следующим образом: при $i_f = \text{const}$ посредством изменения момента или мощности приводного двигателя изменяют ступенями активную мощность генератора P и при каждом значении P с помощью регулируемого трансформатора PT изменяют U на зажимах генератора так, что достигается необходимое значение $\cos\varphi$.

Вид внешних характеристик при разных характерах нагрузки показан на рис. 33-10, причем предполагается, что в каждом случае ток возбуждения отрегулирован так, что при $I = I_{\text{н}}$ также $U = U_{\text{н}}$. Отметим, что величина i_f при номинальной нагрузке ($U = U_{\text{н}}$, $I = I_{\text{н}}$, $\cos\varphi = \cos\varphi_{\text{н}}$, $f = f_{\text{н}}$) называется **номинальным током возбуждения**.

Вид внешних характеристик синхронного генератора объясняется характером действия реакции якоря. При отстающем токе (кривая *1* на рис. 33-10) существует значительная продольная размагничивающая реакция якоря (см. диаграммы рис. 33-1, *а* и 33-2, *а*), которая растет с увеличением тока нагрузки I, и поэтому U с увеличением I уменьшается. При чисто активной нагрузке (кривая *2* на рис. 33-10) также имеется продольная размагничивающая реакция якоря, но угол ψ между E и I меньше, чем в предыдущем случае, поэтому продольная размагничивающая реакция якоря слабее и уменьшение U с увеличением I происходит медленнее. При опережающем токе (кривая *3* на рис. 33-10) возникает продольная намагничивающая реакция якоря (см. рис. 33-1, *б* и 33-2, *б*), и поэтому с увеличением I напряжение U растет. Следует отметить, что значения i_f для трех характеристик 33-10 различны и наибольшее i_f соответствует характеристике *1*.

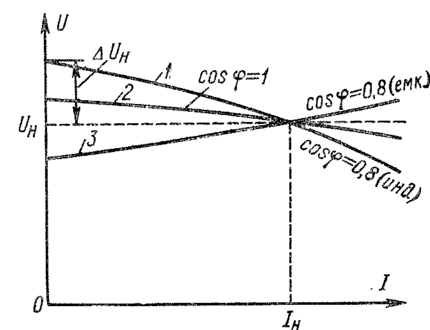


Рис. 33-10. Внешние характеристики синхронных генераторов

Номинальное изменение напряжения синхронного генератора $\Delta U_{\text{н}}$ — это изменение напряжения на зажимах генератора (при его работе отдельно от других генераторов) при изменении нагрузки от номинального значения до нуля и при неизменном токе возбуждения.

Синхронные генераторы обычно рассчитываются для работы с номинальной нагрузкой при отстающем токе и $\cos\varphi = 0{,}8$. Согласно кривой *1* на рис. 33-10, при этом $\Delta U_{\text{н}} > 0$. Значение $\Delta U_{\text{н}}$ действующими ГОСТ не регламентируется. Обычно

$$\Delta U_{\text{н}\%} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \cdot 100 = 25 \div 35\,\%.$$

Значение $\Delta U_{\text{н}}$ у турбогенераторов больше, чем у гидрогенераторов, так как у первых x_d больше.

Регулировочная характеристика определяет зависимость $i_f = f(I)$ при $U = \text{const}$, $\cos\varphi = \text{const}$ и $f = \text{const}$ и показывает, как нужно регулировать ток возбуждения синхронного генератора, чтобы при изменении нагрузки его напряжение оставалось неизменным. По схеме рис. 33-5, *б* эта характеристика снимается сле-

дующим образом: изменяется ступенями активная мощность P и при каждом значении P величина i_f регулируется так, что достигается $\cos\varphi = \text{const}$. Ввиду изменения внутреннего падения напряжения в PT одновременно с регулировкой i_f приходится также несколько регулировать напряжение PT, чтобы поддержать $U = \text{const}$. Вид регулировочных характеристик показан на рис. 33-11, причем предполагается, что для всех изображенных там характеристик величина U одинакова.

Вид регулировочных характеристик также объясняется характером действия реакции якоря. При отстающем токе (кривая *1* на рис. 33-11) продольная реакция якоря является размагничивающей и для компенсации ее влияния на величины Φ_δ и U с увеличением I необходимо значительно увеличивать ток возбуждения i_f. При чисто активной нагрузке (кривая *2*) размагничивающая продольная реакция якоря слабее и требуется меньшее увеличение i_f. При опережающем токе (кривая *3*) продольная реакция якоря стремится увеличивать Φ_δ и U, вследствие чего для сохранения $U = \text{const}$ необходимо с увеличением I уменьшать i_f. Обычно $\cos\varphi_н = 0,8$ (инд.), и поэтому при переходе от холостого хода ($U = U_н$; $I = 0$) к номинальной нагрузке ($U = U_н$; $I = I_н$) необходимо значительно (до 1,7—2,2 раза) увеличить ток возбуждения. Это увеличение тем больше, чем больше x_d.

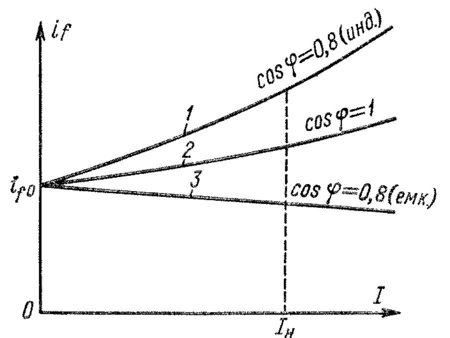


Рис. 33-11. Регулировочные характеристики синхронных генераторов

Нагрузочная характеристика определяет зависимость $U = f(i_f)$ при $I = \text{const}$, $\cos\varphi = \text{const}$ и $f = \text{const}$ и показывает, как изменяется напряжение генератора U с изменением тока возбуждения i_f при условии постоянства тока нагрузки I и $\cos\varphi$. Из числа разнообразных нагрузочных характеристик наибольший практический интерес представляет так называемая *индукционная нагрузочная характеристика* (рис. 33-12, кривая *2*), которая соответствует чисто индуктивной нагрузке генератора, когда $\cos\varphi = 0$ (инд.). Обычно она снимается для $I = I_н$. По схеме рис. 33-5, *б* индукционную нагрузочную характеристику можно снимать так: с помощью PT ступенями изменяют U на зажимах генератора и одновременно регулируют i_f так, что достигается $I = \text{const}$. Вместе с тем при необходимости несколько регулируют момент приводного двигателя так, чтобы $\cos\varphi = 0$.

Векторная диаграмма синхронного генератора при $\cos\varphi = 0$ (инд.) изображена на рис. 33-13, причем принято, что $r_a = 0$. Из этой диаграммы видно, что в режиме индукционной характеристики существует чисто продольная размагничивающая реакция якоря ($I_q = I\cos\psi = 0$; $I_d = I\sin\psi = I$). Поэтому индукционная характеристика (кривая *2* на рис. 33-12) идет ниже характеристики холостого хода (кривая *1*). Точка A на рис. 33-12 соответствует симметричному установившемуся короткому замыканию генератора при $I = I_н$, когда $U = 0$ и также $\psi = 90°$. Так как $\psi = 90°$, то в режиме индукционной характеристики н. с. возбуждения и якоря складываются алгебраически, а $U_н$ и $x_{\sigma a}I$ — арифметически (рис. 33-13).

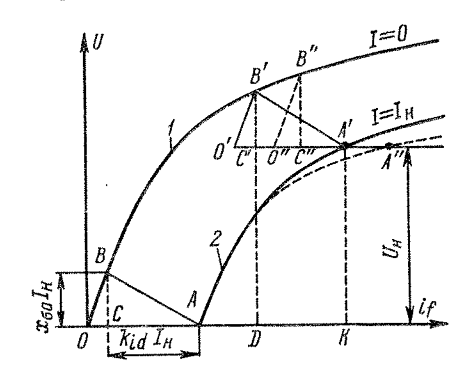


Рис. 33-12. Индукционная нагрузочная характеристика и реактивный треугольник синхронного генератора

Реактивный треугольник, или треугольник Потье. Реактивным треугольником синхронной машины называется △ CBA (рис. 33-12), вертикальный катет CB которого равен падению напряжения в сопротивлении рассеяния якоря $x_{\sigma a}I_н$, а горизонтальный катет CA равен н. с. реакции якоря в масштабе тока возбуждения $k_{id}I_н$. Если известны: 1) ток возбуждения $i_{fк} = OA$ при коротком замыкании и $I = I_н$, 2) сопротивление $x_{\sigma a}$ и 3) начальная прямолинейная часть х. х. х., то реактивный треугольник CBA нетрудно построить, как это следует из рис. 33-12. Составляющая OC тока возбуждения при коротком замыкании OA индуктирует э. д. с. $E_{\sigma a} = x_{\sigma a}I_н$, а другая составляющая этого тока CA компенсирует размагничивающее действие реакции якоря, и поэтому $CA = k_{id}I_н$.

Рис. 33-13. Векторная диаграмма напряжений синхронного генератора при индуктивной нагрузке

Н. с. реакции якоря и $x_{\sigma a}I_н$ в режиме индукционной характеристики постоянны, так как $x_{\sigma a}$ при $I = \text{const}$ практически не зависит от результирующего потока в зазоре. Поэтому индукционную характеристику *2* (рис. 33-12) можно построить с помощью х. х. х. *1*

и реактивного треугольника CBA, передвигая последний параллельно самому себе так, чтобы его вершина B скользила по х. х. х. Тогда вершина A опишет характеристику 2. Одно из положений этого треугольника ($\triangle C'B'A'$ при $U = U_н$) показано на рис. 33-12, и справедливость указанного построения можно пояснить следующим образом.

Согласно кривой 2 на рис. 33-12, для получения $U_н = KA'$ при $I = I_н$ и $\cos\varphi = 0$ (инд.) необходим ток возбуждения OK. Составляющая $DK = C'A' = CA$ этого тока компенсирует чисто продольную размагничивающую реакцию якоря в этом режиме, а составляющая $OD = OK - DK$ должна индуктировать результирующую э. д. с.

$$E_\delta = U + x_{\sigma a} I = DC' + C'B' = DB'.$$

Из х. х. х. 1 (рис. 33-12) следует, что ток OD действительно индуктирует такую э. д. с.

Если $x_{\sigma a}$ и k_{id} неизвестны, то из изложенного следует, что с помощью характеристик 1 и 2 (рис. 33-12) можно определить $x_{\sigma a}$ и н. с. реакции якоря. Действительно, при построении индукционной характеристики указанным выше образом вместо $\triangle CBA$ можно было бы перемещать параллельно самому себе также $\triangle O'B'A'$. Последний в рассматриваемом случае неизвестен, но известны его сторона $OA = O'A'$ и $\angle AOB = \angle A'O'B'$. Отложив поэтому из некоторой точки A' характеристики 2 рис. 33-12 отрезок $A'O' = OA$ и проведя линию $O'B'$ параллельно OB, найдем точку пересечения B' с кривой 1. Опустив из точки B' вертикаль $B'C'$, получим

$$x_{\sigma a} = B'C'/I_н, \qquad (33\text{-}14)$$

а отрезок $C'A'$ определяет н. с. реакции якоря в масштабе i_f.

Индуктивное сопротивление Потье. Опыт показывает, что опытная индукционная нагрузочная характеристика в действительности не вполне совпадает с характеристикой, построенной указанным выше образом с помощью х. х. х. и реактивного треугольника, а отклоняется от нее вправо тем больше, чем больше U (штриховая кривая на рис. 33-12). Причина этого заключается в том, что хотя для точки B' х. х. х. и точки A' индукционной характеристики значения э. д. с. E_δ и потока Φ_δ одинаковы, соответствующие токи возбуждения OD и OK неодинаковы. Так как $OK > OD$, то в режиме индукционной характеристики поток рассеяния обмотки возбуждения больше, что вызывает увеличение насыщения полюсов и ярма индуктора. Поэтому при одинаковых E_δ в режиме индукционной характеристики в действительности необходимо увеличение i_f на некоторую величину $A'A''$.

Вследствие изложенного при указанном выше методе определения $x_{\sigma a}$ вместо отрезка $A'C' = CA$ в действительности откладывается отрезок $A''C'' = CA$ и находится отрезок $C''B'' > C'B'$. Поэтому вместо $x_{\sigma a}$ [см. равенство (33-14)] получим сопротивление

$$x_р = C''B''/I_н, \qquad (33\text{-}15)$$

которое называется **индуктивным сопротивлением Потье** или **расчетным индуктивным сопротивлением рассеяния обмотки якоря**.

У неявнополюсных машин $x_р \approx (1{,}05 \div 1{,}10)\, x_{\sigma a}$, а у явнополюсных $x_р \approx (1{,}1 \div 1{,}3)\, x_{\sigma a}$, причем величина $x_р$ зависит также от расположения точки A'' на индукционной характеристике. Сопротивление $x_р$ используется при некоторых расчетах и построениях.

Потери и к. п. д. синхронных машин рассчитываются в главных чертах так же, как и у машин постоянного тока и асинхронных, причем в потери возбуждения включаются также потери в регулировочных реостатах и потери в возбудителе или в возбудительном агрегате. Значения к. п. д. для ряда гидро- и турбогенераторов приведены в табл. 19-2 и 19-3.

§ 33-3. Построение векторных диаграмм напряжений с учетом насыщения

Диаграмма Потье. При проектировании и эксплуатации синхронных машин возникает необходимость определения тока возбуждения, нужного для обеспечения заданного режима работы (U, I, $\cos\varphi$), с учетом насыщения магнитной цепи. С этой целью для неявнополюсных генераторов пользуются диаграммой Потье, которая строится следующим образом (рис. 33-14).

При заданных U, I и $\cos\varphi$ строят векторы $\dot{U}$ и $\dot{I}$ и к вектору $\dot{U}$ прибавляют векторы падений напряжения $r_a\dot{I}$ и $jx_{\sigma a}\dot{I}$. При этом получают э. д. с. $\dot{E}_\delta$, которая индуктируется результирующим потоком зазора Φ_δ и определяет поэтому степень насыщения магнитной цепи в данном режиме работы. Затем по х. х. х. находят необходимую для создания E_δ н. с. F_{fe} или ток возбуждения i_{fe}. Вектор $\dot{F}_{fe}(i_{fe})$ опережает вектор $\dot{E}_\delta$ на 90°. Полная н. с. $F_f(i_f)$ возбуждения равна разности $F_{fe}(i_{fe})$ и приведенной н. с. $F'_a = k_dF_a$ ($\dot{I}' = k_{id}\dot{I}$) якоря.

Диаграмма Потье (рис. 33-14) состоит, таким образом, из двух частей: диаграммы э. д. с. или напряжений и диаграммы н. с. Последнюю следует рассматривать как пространственную диаграмму н. с.

При практическом пользовании диаграммой Потье ее совмещают с х. х. х. (рис. 33-15). При этом вектор $\dot{U}$ направляют по оси ординат, величину $\dot{E}_\delta$ сносят на эту же ось и на х. х. х., в результате чего находят ток i_{fe}. К этому току под углом $90 + \varphi + \delta$ прибавляют $\dot{I}' = k_{id}\dot{I}$, в результате чего находят ток i_f. Если ток i_f снести на

ось абсцисс, то по х. х. х. можно найти напряжение U_0, которое получится после сброса нагрузки при неизменном значении i_f, а также изменение напряжения ΔU.

Диаграмма рис. 33-15 построена в относительных единицах для номинальной нагрузки $U_* = 1$, $I_* = 1$, $\cos\varphi = 0{,}8$ (инд.), причем использована нормальная х. х. х. турбогенератора (рис. 33-6) и принято, что $r_a = 0$.

В диаграмме Потье н. с. реакции якоря не раскладывается на составляющие по осям d и q, и поэтому диаграмма Потье действительна только для неявнополюсных машин. Тем не менее иногда ею пользуются также для явнополюсных машин, так как опыт показывает, что ошибка в определении i_f при этом в случае $\cos\varphi = 0{,}8$ обычно не превышает 5—10%. Приведение полного тока I или н. с. якоря F_a к обмотке возбуждения производится так же, как приведение продольного тока н. с. якоря [см. равенства (32-46) и (32-50)].

Рис. 33-14. Диаграмма Потье (сплошные линии) и диаграмма напряжений (штриховые линии) насыщенного неявнополюсного синхронного генератора

При построении диаграммы Потье обычно вместо $x_{\sigma a}I$ откладывают $x_{\mathrm{p}}I$, что дает более точные результаты, так как при этом учитывается повышенное насыщение магнитной цепи индуктора от потока рассеяния возбуждения.

Диаграмма неявнополюсного генератора рис. 33-4 действительна во всех случаях, если при ее построении использованы насыщенные значения параметров x_{ad} и x_d, соответствующие реальному состоянию насыщения магнитной цепи в данном режиме работы. Рассмотрим этот вопрос на примере рис. 33-14 и 33-15, на которых для этой цели штриховыми линиями произведены дополнительные построения.

Вектор э. д. с. $\dot{F}$, индуктируемой н. с. F_f, должен быть перпендикулярным вектору $\dot{F}_f$ (рис. 33-14). Если продолжить линию вектора $jx_{\sigma a}\dot{I}$ до пересечения с направлением вектора $\dot{E}$, то получим отрезки AB и OB, которые должны быть соответственно равны

$jx_{ad}\dot{I}$ и $\dot{E}$, причем как значение x_{ad}, так и E представляют собой насыщенные значения, соответствующие данному режиму работы. Очевидно, что получаемая таким образом диаграмма э. д. с. (рис. 33-14) ничем не отличается от диаграммы на рис. 33-4, a.

Треугольники OAB и $OA'B'$ (рис. 33-14) вследствие перпендикулярности сторон подобны. Поэтому

$$i_f/i_{fc} = E/E_\delta. \quad (33\text{-}16)$$

На рис. 33-15 $CC' = E_\delta$. Проведем через точку C' спрямленную насыщенную х. х. х. $OC'D'$. Очевидно, что

$$OD/OC = DD'/CC'$$

или

$$i_f/i_{fe} = DD'/E_\delta. \quad (33\text{-}17)$$

Из сравнения (33-16) и (33-17) видно, что $E = DD'$. Следовательно, насыщенное значение E для данного значения i_f необходимо брать по спрямленной насыщенной х. х. х. Это вполне естественно,

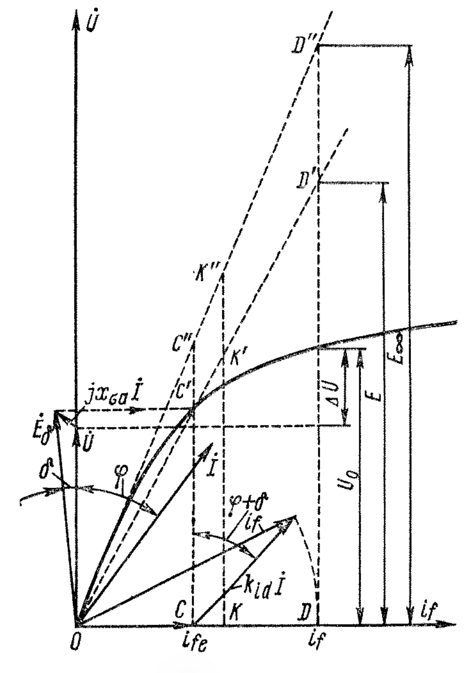


Рис. 33-15. Совмещение диаграммы Потье с характеристикой холостого хода

так как на рис. 33-15 $E_\delta = CC'$ определяет степень насыщения магнитной цепи машины в рассматриваемом режиме работы и при данном, неизменном состоянии насыщения все потоки и э. д. с. пропорциональны соответствующим н. с.

На рис. 33-15 приведена также ненасыщенная спрямленная х. х. х. $OC''D''$. По ней получим ненасыщенные значения э. д. с. $E_{\delta\infty} = CC''$ и $E_\infty = DD''$, причем

$$\frac{CC''}{CC'} = \frac{E_{\delta\infty}}{E_\delta} = k_\mu; \quad \frac{DD''}{DD'} = \frac{E_\infty}{E} = k_\mu.$$

Из подобия треугольников OAB и $OA''B''$ (рис. 33-14) следует, что величина E_{ad} также должна определяться по спрямленной насыщенной х. х. х. для данного значения I или I'. Пусть на рис. 33-15 $OK = I'$, тогда

$$KK' = E_{ad} = x_{ad}I \text{ и } KK'' = E_{ad\infty} = x_{ad\infty}I,$$

причем

$$\frac{KK''}{KK'} = \frac{E_{ad\infty}}{E_{ad}} = \frac{x_{ad\infty}}{x_{ad}} = k_\mu.$$

Таким образом, насыщенное значение сопротивления x_{ad}, которое необходимо использовать для построения векторных диаграмм вида рис. 33-4 и 33-14, в k_μ раз меньше его ненасыщенного значения $x_{ad\infty}$.

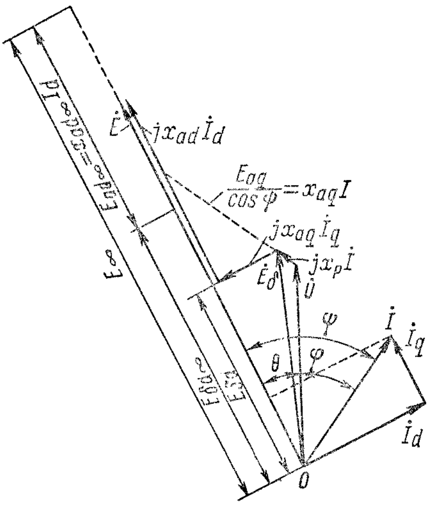


Рис. 33-16. Векторная диаграмма напряжений насыщенного явнополюсного синхронного генератора

Если в результате построения диаграммы известна величина E, то соответствующее, необходимое для обеспечения данного режима работы значение i_f можно найти по спрямленной насыщенной х. х. х.

Очевидно, что если при построении диаграммы рис. 33-4 от конца вектора $x_{\sigma a}\dot{I}$ вместо $x_{ad}\dot{I}$ откладывать $x_{ad\infty}\dot{I}$, то угол нагрузки θ получится больше действительного. Отсюда следует, что использование при построении векторных диаграмм ненасыщенных значений параметров приводит к неправильным результатам.

При увеличении сторон $\triangle OAB$ (рис. 33-14) в k_μ раз получим диаграмму э. д. с. $OA''B''$ эквивалентного ненасыщенного генератора.

Диаграммы явнополюсного генератора рис. 33-1 и 33-2 также действительны для любого режима работы, если в них используются насыщенные значения x_{ad}, x_{aq} или x_d, x_q, соответствующие состоянию магнитной цепи в данном режиме работы.

Точно учесть действительные условия насыщения в явнополюсной машине труднее, так как при насыщенной магнитной цепи поперечный поток Φ_q влияет на значение продольного потока Φ_d и наоборот. Поэтому величина x_{ad} зависит не только от Φ_d, но и от Φ_q. Это же справедливо и для величины x_{aq}. При этом коэффициенты насыщения $k_{\mu d}$ и $k_{\mu q}$ в равенствах (32-34) и (32-35) также различны и сложным образом зависят друг от друга. Хорошо проверенных данных и рекомендаций для учета этих обстоятельств в настоящее время нет, и на практике пользуются упрощенными, приближенными приемами.

Построение векторной диаграммы явнополюсного генератора с учетом насыщения можно произвести приближенно следующим образом.

При заданных U, I, $\cos\varphi$, r_a и x_p находим E_δ (рис. 33-16) и, отложив затем по направлению x_pI величину

$$x_{aq}I = \frac{x_{aq\infty}I}{k_{\mu q}} = \frac{E_{aq\infty}}{k_{\mu q}\cos\psi} = \frac{E_{aq}}{\cos\psi},$$

определяем направление вектора $\dot{E}$.

Проведенные исследования показывают, что поток Φ_q вместе с потоком Φ_d вызывают заметное насыщение зубцов якоря и полюсных наконечников явнополюсной машины и поэтому $k_{\mu q} = 1{,}2 \div 1{,}6$. Для первого приближения можно взять некоторое значение $k_{\mu q}$ в указанных пределах.

При заданном $k_{\mu q}$ величина x_{aq} может считаться известной по выражениям (32-34) и (32-35). Значение $E_{aq\infty}/\cos\psi$ можно найти также по спрямленной ненасыщенной х. х. х. (рис. 33-17), если весь ток якоря I или н. с. F_a привести к обмотке возбуждения по формулам:

$$I'_q = k_{iq}I; \quad F'_{aq} = k_qF_a.$$

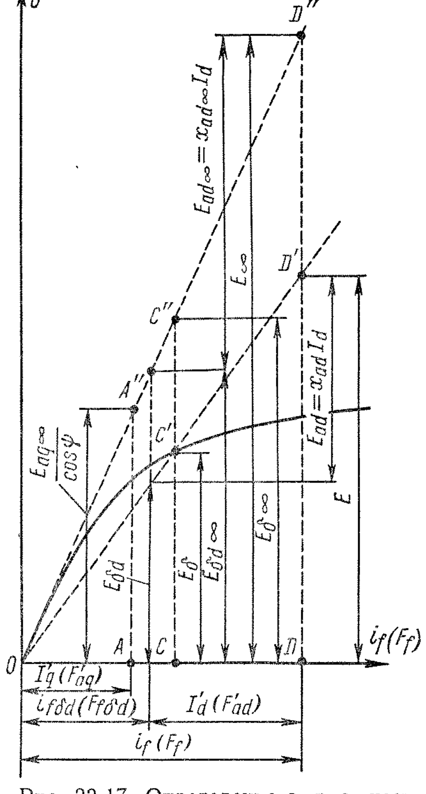


Рис. 33-17. Определение э. д. с. насыщенного явнополюсного синхронного генератора

После построения вектора $x_{aq}\dot{I}$ из векторной диаграммы рис. 33-16 находим величины ψ, I_d, I_q и $E_{\delta d}$. Поток в сердечнике якоря и степень насыщения сердечника определяются величиной E_δ, а основной поток в сердечнике индуктора и степень насыщения индуктора — величиной $E_{\delta d}$. Учитывая, что при нагрузке генератора зубцовая зона якоря и полюсные наконечники дополнительно насыщены поперечным потоком Φ_q, можно приближенно принять, что насыщение всей магнитной цепи определяется величиной E_δ.

Отложив $E_\delta = CC'$ на х. х. х. (рис. 33-17) и проведя насыщенную спрямленную х. х. х. $OC'D'$, получим

$$k_{\mu d} = CC''/CC'.$$

Теперь величину

$$x_{ad} = x_{ad\infty}/k_{\mu d}$$

по выражениям (32-34) и (32-35) или по данным опытов холостого хода и короткого замыкания можно считать известной. Отложив на рис. 33-16 $x_{ad}I_d$, найдем E и по $DD' = E$ на рис. 33-17 определим величину $i_f = OD$ при данном режиме работы. Вместо величины $x_{ad}I_d$ можно также отложить равную ей величину E_{ad}, которую можно найти по спрямленной насыщенной х. х. х. (рис. 33-17) по величине

$$I'_d = k_{id}I_d \text{ или } F'_{ad} = k_d F_a.$$

После такого построения диаграммы, когда угол ψ и токи I_d, I_q определены, можно приближенными методами [6] уточнить значения $k_{\mu q}$ и x_{aq} и произвести повторное, уточненное построение диаграммы.

Если умножить на рис. 33-16 векторы

$$\dot{E} = \dot{E}_{\delta d} + \dot{E}_{ad} = \dot{E}_{\delta d} + x_{ad}\dot{I}_d$$

на $k_{\mu d}$, то получим значения этих векторов, приведенные к ненасыщенному состоянию машины и соответствующие ненасыщенной спрямленной х. х. х. (рис. 33-17):

$$\dot{E}_{\infty} = \dot{E}_{\delta d\infty} + \dot{E}_{ad\infty} = \dot{E}_{\delta d\infty} + x_{ad\infty}\dot{I}_d.$$

Эти величины изображены на рис. 33-17.

Рассмотренные способы учета насыщения следует считать приближенными. В настоящее время разрабатываются и предлагаются также другие способы учета насыщения.

Глава тридцать четвертая

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 34-1. Общая характеристика проблемы изучения переходных процессов синхронных машин

При резких изменениях режима работы синхронной машины (наброс и сброс нагрузки, замыкание и размыкание электрических цепей обмоток, короткие замыкания в этих цепях и т. д.) возникают разнообразные переходные процессы. В современных энергетических системах работает совместно большое число синхронных машин, причем мощности отдельных машин достигают 1,5 млн. кВт. Переходные процессы, возникающие в одной машине, могут оказать большое влияние на работу других машин и всей энергосистемы в целом, поскольку в этих машинах также возникают различные переходные процессы. Интенсивные переходные процессы нарушают работу энергосистемы в целом и могут вызвать серьезные аварии. Подобные аварии связаны с большими убытками, так как при них возможны повреждения дорогостоящего оборудования. Однако наибольшие убытки получаются в результате нарушения энергоснабжения крупных промышленных районов, когда недовырабатывается промышленная продукция.

По указанным причинам изучение переходных процессов синхронных машин имеет весьма большое практическое значение, так как позволяет правильно понимать эти процессы, предвидеть характер возможных аварий, принимать меры к предотвращению или ограничению действия аварий и быстрейшему устранению их последствий.

Следует отметить, что переходные процессы синхронных машин протекают весьма быстро, в течение нескольких секунд и даже долей секунды. Поэтому целенаправленные и согласованные действия эксплуатационного персонала энергетических систем в начальный и вместе с тем решающий период возникновения аварии невозможны. В связи с этим необходимо применять многочисленные и разнообразные средства автоматического управления и регулирования, чтобы воздействовать на возникшие переходные процессы в нужных направлениях. Для разработки таких средств, их изготовления, наладки и эксплуатации также необходимо изучение переходных процессов синхронной машины [68—79].

К настоящему времени теория переходных процессов разработана весьма глубоко. Большой вклад в эту теорию сделан учеными и инженерами СССР, так как быстрое развитие электрификации Советского Союза потребовало глубокого изучения соответствующих вопросов.

Переходные процессы любого характера описываются дифференциальными уравнениями. Синхронные машины, как указывалось выше, имеют магнитную и электрическую несимметрию. Кроме того, обмотки якоря и индуктора связаны индуктивно и перемещаются относительно друг друга, а скорость вращения ротора в переходных режимах в общем случае непостоянна. В связи с этим дифференциальные уравнения синхронной машины имеют сложный вид. Кроме того, при совместной работе синхронных машин в энергетической системе необходимо учитывать их взаимное влияние друг на друга и ряд других факторов. По этим причинам строгая мате-

матическая теория переходных процессов синхронных машин весьма сложна и не укладывается в рамки данной книги. Ниже в данной и последующих главах рассматриваются наиболее характерные переходные процессы синхронных машин, притом главным образом с физической точки зрения.

Наиболее часто интенсивные переходные процессы в энергетических системах и синхронных машинах вызываются короткими замыканиями в электрических сетях и линиях электропередачи. Такие замыкания происходят по разным причинам (повреждение и пробой изоляции, атмосферные перенапряжения, замыкание проводов птицами, падение опор линий передачи, обрыв проводов и т. д.).

Короткие замыкания, которые возникают при работе сетей, линий передач и электрических машин под напряжением и развиваются весьма быстро, называются в н е з а п н ы м и. Появляющиеся при этом переходные процессы во многих случаях весьма опасны. Кроме того, явления, возникающие при внезапных коротких замыканиях, во многих отношениях характерны и для других видов переходных процессов. Поэтому изучение внезапного короткого замыкания занимает в теории переходных процессов синхронной машины одно из центральных мест.

Все особенности процесса внезапного короткого замыкания можно установить при рассмотрении синхронного генератора, работающего на отдельную сеть. При этом также можно изучить главные особенности электромагнитных переходных процессов, происходящих в обмотках синхронных машин, в частности в цепях возбуждения. Поэтому в данной главе мы ограничиваемся рассмотрением этого случая.

§ 34-2. Гашение магнитного поля и переходные процессы в цепях индуктора

Способы гашения поля. При внутренних коротких замыканиях в обмотке якоря синхронного генератора или на его выводах, до выключателя (рис. 34-1), автоматическая релейная защита с помощью выключателя отключает генератор от сети. Но короткое замыкание внутри генератора этим не устраняется, ток возбуждения i_f продолжает индуктировать э. д. с. в обмотке якоря, и в ней продолжают течь большие токи короткого замыкания, которые вызывают сначала расплавление меди обмотки якоря в месте короткого замыкания, а затем также расплавление стали сердечника якоря. Поэтому во избежание больших повреждений генератора необходимо быстро довести ток возбуждения и поток генератора до нуля. Такая операция называется г а ш е н и е м м а г н и т н о г о п о л я.

Гашение поля возможно путем разрыва цепи возбуждения генератора с помощью, например, контактов *8* (рис. 34-1, *а*). Однако это недопустимо, так как при этом, во-первых, вследствие чрезвычайно быстрого уменьшения магнитного потока в обмотках генератора индуктируются весьма большие э. д. с., способные вызвать пробой изоляции. В особенности это относится к самой обмотке возбуждения и к ее контактным кольцам, так как номинальное напряжение цепи возбуждения относительно мало (50—1000 В). Во-вторых, в магнитном поле генератора запасена значительная

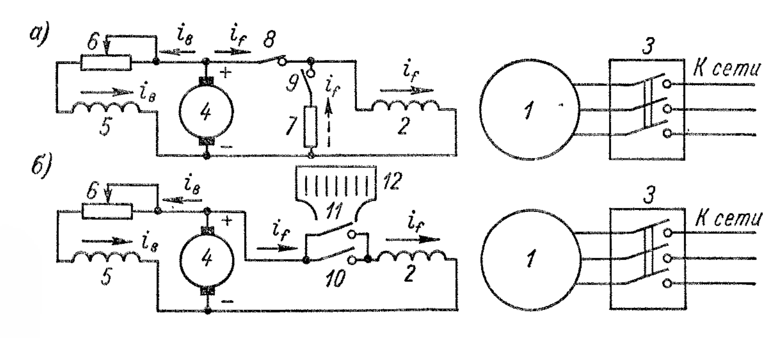


Рис. 34-1. Схемы возбуждения синхронных генераторов с устройствами гашения поля

1 — якорь генератора; *2* — обмотка возбуждения генератора; *3* — выключатель генератора; *4* — якорь возбудителя; *5* — обмотка возбуждения возбудителя; *6* — реостат регулирования тока возбуждения возбудителя; *7* — сопротивление гашения поля; *8* и *9* — контакты автомата гашения поля (АГП); *10* — главные контакты АГП; *11* — дугогасительные контакты АГП; *12* — дугогасительная решетка АГП

энергия, которая при разрыве цепи возбуждения гасится в дуге выключателя между контактами *8*, в результате чего этот выключатель может быстро прийти в негодность.

Разрыв цепи возбуждения возбудителя также недопустим в отношении возникающих при этом перенапряжений в обмотке возбуждения возбудителя. Кроме того, он не дает желательных результатов, так как обмотка возбуждения генератора *2* оказывается замкнутой через якорь возбудителя *4* и ввиду большой индуктивности и небольшого активного сопротивления этой цепи ток i_f будет затухать медленно, с постоянной времени 2—10 с. При этих условиях повреждения генератора при внутренних коротких замыканиях оказываются большими.

В связи с изложенным проблему гашения поля приходится решать компромиссным образом — путем уменьшения тока i_f с такой скоростью, чтобы возникающие перенапряжения были в допустимых пределах, а внутренние повреждения генератора были минимальны.

Для этой цели разработаны соответствующие схемы и аппараты гашения поля.

Одна из широко применяемых схем гашения поля изображена на рис. 34-1, *а*. В этой схеме при нормальной работе контакты *8* замкнуты, а контакты *9* разомкнуты. При коротком замыкании внутри генератора релейная защита подает команду на замыкание контактов *9* и отключение контактов *8*. Цепь обмотки *2* остается замкнутой через сопротивление *7* гашения поля $r_г$, значение которого обычно в 3—5 раз больше сопротивления r_f самой обмотки *2*. При этом ток i_f затухает с определенной скоростью, которая тем больше, чем больше $r_г$. Контакты *8* и в данном случае работают в довольно тяжелых условиях, так как на них возникает сильная дуга.

Ввиду большой индуктивности цепи ток i_f в начальный момент гашения поля не изменяется, и поэтому напряжение на зажимах обмотки возбуждения в этот момент времени при схеме рис. 34-1, *а*

$$u_{fг} = r_г i_f$$

больше его значения до гашения поля

$$u_{f0} = r_f i_f$$

в $u_{fг}/u_{f0} = r_г/r_f = k_г$ раз. Отсюда следует, что большие значения $k_г$ недопустимы.

В последние годы завод «Электросила» по предложению О. Б. Брона применяет также схему рис. 34-1, *б*, в которой сопротивление гашения поля отсутствует, а дуга в результате действия электродинамических сил выдувается с контактов *11* на решетку *12* и гасится в ней.

Рассмотрим несколько подробнее физические закономерности при гашении поля по схеме рис. 34-1, *а*, предполагая, что внутренних коротких замыканий в обмотке якоря нет. Это позволит установить также некоторые общие закономерности переходных процессов в синхронной машине. Ниже в данной и последующих главах при анализе переходных и других особых режимов работы будем считать также, что обмотка возбуждения (*f*) и успокоительная (у) приведены к обмотке якоря (*а*), причем будем опускать у буквенных обозначений токов и параметров индексы (штрихи), указывающие на приведенные значения этих величин.

Разнообразные переходные процессы в синхронной машине обычно происходят в условиях, когда ее обмотка возбуждения замкнута через якорь возбудителя, сопротивление и индуктивность которого малы по сравнению с сопротивлением и индуктивностью обмотки возбуждения синхронной машины. Поэтому ниже будем предполагать, что обмотка возбуждения при гашении поля замкнута накоротко. Соотношения, получаемые при таком предположении, будут пригодны также при рассмотрении других переходных процессов

синхронной машины. Если в действительности в цепи возбуждения имеются добавочные сопротивления, например сопротивление гашения поля, то это нетрудно учесть путем соответствующего увеличения сопротивления обмотки возбуждения. Будем также считать, что насыщение магнитной цепи и значения индуктивностей постоянны.

Машина без успокоительной обмотки при разомкнутой обмотке якоря. В этом случае существует только один замкнутый контур тока (рис. 34-2, *а*). Ток i_f при гашении поля является свободным током, существование которого не поддерживается внешними источниками э. д. с. и напряжения. Поэтому i_f затухает по закону, определяемому дифференциальным уравнением

$$r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} = u_f = 0, \qquad (34\text{-}1)$$

где

$$L_f = L_{ad} + L_{\sigma f} \qquad (34\text{-}2)$$

— полная индуктивность обмотки возбуждения.

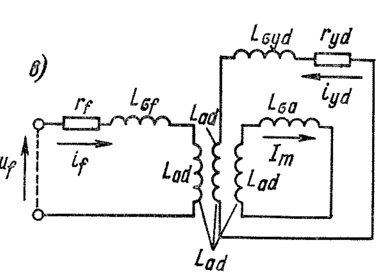


Рис. 34-2. Схемы цепей обмоток синхронной машины и их электромагнитные связи при гашении поля

Поскольку уравнения (34-1) и последующие уравнения написаны для приведенных обмоток, то собственные и взаимные индуктивности этих обмоток от основных гармоник поля в зазоре, согласно равенству (32-64), равны собственной индуктивности обмотки статора от основной гармоники поля L_{ad}.

Решение уравнения (34-1) имеет вид

$$i_f = i_{f0} e^{-t/T_{d0}}, \qquad (34\text{-}3)$$

где i_{f0} — начальное значение i_f при гашении поля, при $t = 0$, и

$$\boxed{T_{d0} = T_f = L_f/r_f.} \qquad (34\text{-}4)$$

Величина T_{d0} представляет собой постоянную времени обмотки возбуждения при отсутствии в ее цепи дополнительных сопротивлений, при разомкнутой обмотке якоря и отсутствии успокоительной обмотки.

У различных синхронных машин $T_{d0} = T_f = 2 \div 14$ с (см. табл. 32-1). Кривые изменения i_f [см. выражение (34-3)] изображены на рис. 34-3, *а*.

Если при гашении поля согласно схеме рис. 34-1, *а* включено сопротивление $r_г = k_г r_f$, то постоянная времени будет в $k_г + 1$

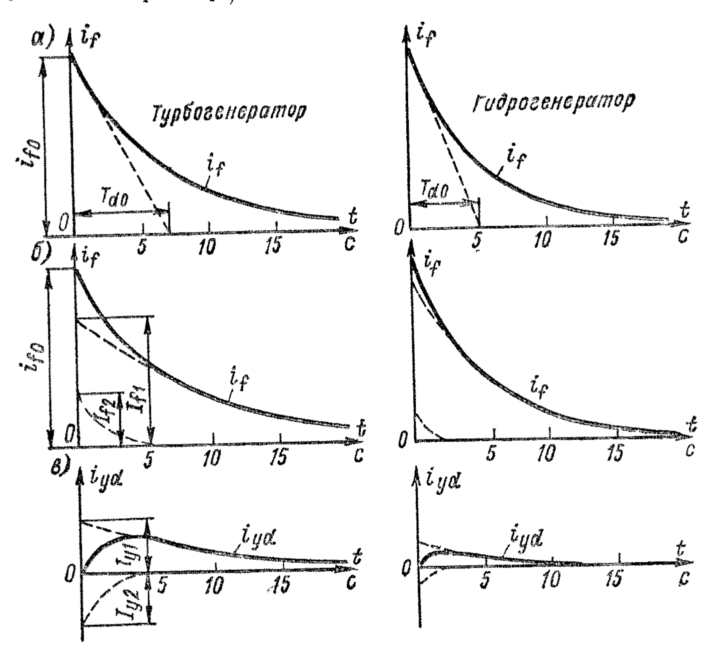


Рис. 34-3. Кривые затухания токов в обмотках индуктора при гашении поля путем замыкания обмотки возбуждения накоротко (слева для турбогенератора с $T_{d0} = 7$ с, $T_{yd} = 2{,}8$ с, $\sigma_{fyd} = 0{,}07$; справа для гидрогенератора с $T_{d0} = 5$ с, $T_{yd} = 0{,}8$ с, $\sigma_{fyd} = 0{,}12$): *а* — без учета, *б* и *в* — с учетом успокоительной обмотки у гидрогенератора и массивного тела ротора у турбогенератора

раз меньше T_{d0} и ток и поток возбуждения будут уменьшаться в $k_г + 1$ раз быстрее.

Умножая выражение (34-1) на i_f, получим уравнение мощностей

$$r_f i_f^2 + i_f L_f \frac{di_f}{dt} = 0.$$

Первый член этого уравнения представляет собой мощность потерь в обмотке, а второй член — равновеликую мощность, которая выделяется в этой обмотке за счет уменьшения энергии магнитного поля и покрывает мощность потерь.

Машина с успокоительной обмоткой при разомкнутой обмотке якоря. В этом случае по продольной оси имеются две индуктивно связанные цепи (рис. 34-2, *б*), которым соответствует схема замещения рис. 34-4, *а*. При изменении тока i_f при гашении поля в успокоительной обмотке индуктируется ток i_{yd}, изменение которого в свою очередь влияет на ток i_f.

Закономерности изменения токов i_f, i_{yd} определяются дифференциальными уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + L_{ad}\frac{di_{yd}}{dt} = 0; \\ r_{yd} i_{yd} + L_{yd}\frac{di_{yd}}{dt} + L_{ad}\frac{di_f}{dt} = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (34\text{-}5)$$

где

$$L_{yd} = L_{ad} + L_{\sigma yd}.$$

Решения этой системы уравнений имеют вид

$$\left.\begin{aligned} i_f = I_{f1}e^{-t/T'_{d0}} + I_{f2}e^{-t/T''_{d0}}; \\ i_{yd} = I_{y1}e^{-t/T'_{d0}} + I_{y2}e^{-t/T''_{d0}}. \end{aligned}\right\} \qquad (34\text{-}6)$$

Рис. 34-4. Схемы замещения синхронного генератора при гашении поля

Ввиду наличия двух самостоятельных цепей рассматриваемая система имеет две степени свободы и поэтому каждый из токов i_f, i_{yd}, как следует из выражений (34-6), имеет две составляющие, изменяющиеся по экспоненциальному закону с двумя различными постоянными времени T'_{d0} и T''_{d0}. Последние зависят от собственных постоянных времени каждого контура: цепи возбуждения $T_f = T_{d0}$ [см. равенство (34-4)] и успокоительной обмотки

$$T_{yd0} = \frac{L_{yd}}{r_{yd}} = \frac{L_{ad} + L_{\sigma yd}}{r_{yd}}, \qquad (34\text{-}7)$$

которые определяют изменение тока данного контура при отсутствии других замкнутых контуров.

Электромагнитное рассеяние между обмоткой возбуждения и успокоительной мало́ ($L_{\sigma f} \ll L_{ad}$, $L_{\sigma yd} \ll L_{ad}$), и поэтому общий коэффициент рассеяния этих обмоток

$$\boxed{\sigma_{fyd} = 1 - \frac{L_{ad}^2}{L_f L_{yd}}} \qquad (34\text{-}8)$$

также мал. Обычно для неявнополюсных машин $\sigma_{fyd} = 0{,}05 \div 0{,}10$ и для явнополюсных $\sigma_{fyd} = 0{,}10 \div 0{,}15$. При этих условиях, как можно показать (см. конец данного параграфа), с большой точностью действительны следующие соотношения:

$$T'_{d0} \approx T_{d0} + T_{yd0} - T''_{d0}; \quad T''_{d0} \approx \frac{\sigma_{fyd} T_{d0} T_{yd0}}{T_{d0} + T_{yd0}}. \tag{34-9}$$

В синхронных машинах обычно $r_{yd} > r_f$ и поэтому $T_{yd0} < T_{d0}$. В турбогенераторах r_{yd} определяется сопротивлением бочки ротора, и в этом случае $r_{yd} \approx (2{,}5 \div 5)\ r_f$. В явнополюсных машинах общее сечение стержней успокоительной обмотки значительно меньше общего сечения проводников обмотки возбуждения и поэтому $r_{yd} \approx (5 \div 10)\ r_f$. Так как $L_f \approx L_{yd}$, то соответственно в турбогенераторах $T_{yd0} \approx (0{,}2 \div 0{,}4)\ T_{d0}$ и в явнополюсных машинах $T_{yd0} \approx (0{,}10 \div 0{,}20)\ T_{d0}$.

Например, для турбогенератора с указанными в подписи к рис. 34-3 данными, согласно выражению (34-9),

$$T''_{d0} = \frac{0{,}07 \cdot 7 \cdot 2{,}8}{7 + 2{,}8} = 0{,}14 \text{ с}, \quad T'_{d0} = 7 + 2{,}8 - 0{,}14 = 9{,}66 \text{ с},$$

а для гидрогенератора

$$T''_{d0} = \frac{0{,}12 \cdot 5 \cdot 0{,}8}{5 + 0{,}8} = 0{,}083 \text{ с}; \quad T'_{d0} = 5 + 0{,}8 - 0{,}083 = 5{,}72 \text{ с}.$$

Таким образом, $T'_{d0} \gg T''_{d0}$ и первая из этих постоянных приблизительно равна сумме T_{d0} и T_{yd0}, а вторая во всех случаях значительно меньше как T_{d0}, так и T_{yd0}. При наличии гасительного сопротивления постоянные времени соответственно изменяются. Например, при $k_г = 3$ для турбогенератора с приведенными выше данными они равны 0,075 и 4,48 с.

Значения отдельных составляющих токов i_f, i_{yd} при гашении поля находятся с помощью уравнений (34-6) по начальным условиям: когда $t = 0$, то $i_f = i_{f0}$ и $i_{yd} = 0$. При этом в уравнении (34-5) вместо производных i_f и i_{yd} необходимо подставить их значения, получаемые при дифференцировании соотношений (34-6). В результате, произведя некоторые упрощения, можно получить следующие выражения для начальных значений составляющих i_f и i_{yd}, входящих в равенства (34-6):

$$\left.\begin{aligned} I_{f1} &\approx \frac{T_{d0}}{T_{d0} + T_{yd0}}\, i_{f0}; \\ I_{f2} &\approx \frac{T_{yd0}}{T_{d0} + T_{yd0}}\, i_{f0}; \\ I_{y1} = -I_{y2} &\approx \frac{T_{yd0}}{T_{d0} + T_{yd0}}\, i_{f0}. \end{aligned}\right\} \tag{34-10}$$

Для турбогенератора с указанными в подписи к рис. 34-3 данными при $r_г = 0$, согласно выражениям (34-10), получим $I_{f1} = 0{,}715\, i_{f0}$; $I_{f2} = I_{y1} = -I_{y2} = 0{,}285\, i_{f0}$, а для гидрогенератора с приведенными там же данными $I_{f1} = 0{,}863\, i_{f0}$; $I_{f2} = I_{y1} = -I_{y2} = 0{,}137\, i_{f0}$.

Таким образом, в успокоительной обмотке индуктируется тем меньший ток, чем больше r_{yd} или чем меньше T_{yd0}. На рис. 34-3, *б* и *в* изображены кривые затухания токов i_f и i_{yd} при гашении поля с $r_г = 0$. При наличии гасительного сопротивления кривые имеют в общем подобный же характер.

Подводя итоги изложенному о процессе гашения поля и затухании свободных токов в обмотках индуктора у машин с успокоительными обмотками при разомкнутой обмотке якоря, можно сделать следующие выводы.

Свободные токи обмотки возбуждения i_f и успокоительной i_{yd} имеют по две составляющие, одна из которых затухает медленно, с большей постоянной времени T'_{d0}, а другая — быстро, с малой постоянной времени T''_{d0}. Вследствие этого потоки, создаваемые каждой из обмоток, также имеют две составляющие, затухающие с постоянными времени T'_{d0} и T''_{d0}. Но при гашении поля $I_{f2} = -I_{y2}$, и поэтому в данном случае быстро изменяющиеся потоки двух обмоток, проходящие по путям магнитных потоков взаимной индукции через воздушный зазор, компенсируются.

Работа автомата гашения поля при наличии успокоительной обмотки облегчается, так как в успокоительной обмотке индуктируется ток i_{yd}, вследствие чего часть энергии магнитного поля передается в эту обмотку и гасится в ее активном сопротивлении. Однако это заметно сказывается только в случае, когда сопротивление r_{yd} мало. В частности, влияние успокоительных обмоток явнополюсных машин в этом отношении незначительно.

Машина с успокоительной обмоткой и замкнутой обмоткой якоря. Рассмотрим здесь случай, когда возбужденный генератор работает в режиме трехфазного установившегося короткого замыкания (см. § 33-2) и затем обмотка возбуждения замыкается накоротко. Если пренебречь незначительным активным сопротивлением якоря, то ток короткого замыкания якоря $I = I_m/\sqrt{2}$ будет чисто индуктивным и создаст продольный размагничивающий поток реакции якоря, сцепляющийся с обмотками возбуждения и успокоительной. Вследствие этого воздействие тока обмотки якоря на магнитные поля обмоток индуктора будет таким же, как если бы обмотка якоря располагалась на индукторе по его продольной оси, вращалась вместе с индуктором и в ней протекал постоянный ток I_m, затухающий вместе с токами i_f и i_{yd}. Поэтому в рассматриваемом случае действительна эквивалентная схема трех неподвижных относительно друг друга индуктивно связанных цепей, изображенная на

рис. 34-2, *в*. В этой схеме взаимные индуктивности всех обмоток одинаковы и равны L_{ad}, и поэтому индуктивные связи между цепями можно заменить электрическими, в результате чего получается схема замещения рис. 34-4, *б*.

На схемах рис. 34-2, *в* и 34-4, *б* принято $r_a = 0$. Это эквивалентно предположению, что активное сопротивление якоря не влияет на затухание или постоянные времени токов i_f и i_{yd}. Основанием к такому предположению является следующее.

Причиной затухания токов в схемах рис. 34-2, *а* и *б* служит поглощение энергии магнитного поля в активных сопротивлениях этих схем в виде потерь $r_f i_f^2$ и $r_{yd} i_{yd}^2$. В рассматриваемом случае, при гашении поля с замкнутой обмоткой якоря, в этой обмотке имеются потери $3r_a I^2$, однако при $I = \text{const}$ эти потери полностью покрываются за счет механической энергии, подводимой к ротору генератора, и поэтому они не вызывают затухания магнитного поля и токов i_f и i_{yd}, поддерживающих это поле. На затухание этих величин влияет лишь мощность потерь якоря, соответствующая трансформаторной э. д. с. самоиндукции якоря

$$e_{La} = -(L_{ad} + L_{\sigma a})\frac{dI_m}{dt}.$$

Однако ввиду относительно медленного изменения I_m эта э. д. с. мала и соответствующие потери составляют небольшую долю полных потерь обмотки якоря, вследствие чего сопротивление якоря r_a слабо влияет на затухание свободных токов индуктора. Поэтому включение в схему рис. 34-2, *в* и 34-4, *б* сопротивления r_a исказило бы реальные соотношения, и более близкие к действительности и достаточно точные результаты получаются, если положить $r_a = 0$.

На схеме рис. 34-4, *б* имеются параллельные индуктивности L_{ad} и $L_{\sigma a}$, которые можно объединить в общую, или эквивалентную, индуктивность

$$L'_{ad} = \frac{L_{ad}L_{\sigma a}}{L_{ad} + L_{\sigma a}}. \qquad (34\text{-}11)$$

При этом вместо рис. 34-4, *б* получим схему рис. 34-4, *в*, которую можно получить также, заменив в схеме рис. 34-4, *а* L_{ad} на L'_{ad}. Поэтому уравнения (34-5) и последующие равенства действительны и в рассматриваемом случае, если заменить в них L_{ad} на L'_{ad} и L_f, L_{yd} на

$$L'_f = L'_{ad} + L_{\sigma f}; \quad L'_{yd} = L'_{ad} + L_{\sigma yd}. \qquad (34\text{-}12)$$

Вместо постоянных времени T_{d0} и T_{yd0} при этом имеем

$$T'_f = L'_f/r_f; \quad T'_{yd} = L'_{yd}/r_{yd}. \qquad (34\text{-}13)$$

Первая из этих величин представляет собой постоянную времени обмотки возбуждения при замкнутой обмотке якоря и отсутствии

успокоительной обмотки, а вторая — постоянную времени успокоительной обмотки при замкнутой обмотке якоря и разомкнутой обмотке возбуждения.

В равенствах (34-6) в случае, когда гасительное сопротивление $r_г = 0$, теперь вместо T'_{d0} и T''_{d0} будут фигурировать постоянные времени

$$T'_d \approx T'_f + T'_{yd} - T''_d; \quad T''_d \approx \frac{\sigma'_{fyd}T'_f T'_{yd}}{T'_f + T'_{yd}}, \qquad (34\text{-}14)$$

где

$$\sigma'_{fyd} = 1 - \frac{L'^2_{ad}}{L'_f L'_{yd}}. \qquad (34\text{-}15)$$

Постоянные T'_d и T''_d называются соответственно переходной и сверхпереходной постоянными времени. Очевидно, что $T'_d > T''_d$ и $T'_d < T'_{d0}$, $T''_d < T''_{d0}$. Таким образом, при замкнутой обмотке якоря свободные токи обмотки возбуждения и успокоительной обмотки затухают быстрее, что объясняется уменьшением эквивалентных индуктивностей этих обмоток. Значения T'_d и T''_d указаны в табл. 32-1.

Если успокоительная обмотка отсутствует, то $T'_{yd0} = 0$. При этом, согласно выражениям (34-14), $T''_d = 0$ и $T'_d = T'_{d0}$.

Постоянные времени двух индуктивно связанных цепей. Покажем, что постоянные времени T'_{d0} и T''_{d0}, входящие в равенства (34-6), действительно выражаются соотношениями (34-9).

Характеристическое уравнение, соответствующее системе дифференциальных уравнений (34-5), имеет вид

$$\begin{vmatrix} r_f + pL_f, & pL_{ad} \\ pL_{ad}, & r_{yd} + pL_{yd} \end{vmatrix} = 0$$

или

$$(r_f + pL_f)(r_{yd} + pL_{yd}) - p^2L^2_{ad} = 0.$$

При учете соотношения (34-8) последнее уравнение запишется так:

$$\sigma_{fyd}L_f L_{yd}p^2 + (r_{yd}L_f + r_f L_{yd})\,p + r_f r_{yd} = 0.$$

Разделим все члены этого уравнения на значение его последнего члена и учтем равенства (34-4) и (34-7). Тогда характеристическое уравнение приведем к виду

$$\sigma_{fyd}T_{d0}T_{yd0}p^2 + (T_{d0} + T_{yd0})\,p + 1 = 0.$$

Корни этого уравнения p_1 и p_2 всегда отрицательны и представляют собой коэффициенты затухания в множителях вида e^{p_1t}; e^{p_2t}, которые входят в решения системы (34-5). Эти решения были выше записаны в виде соотношений (34-6), и поэтому

$$p_1 = -1/T'_{d0}; \quad p_2 = -1/T''_{d0}.$$

Чтобы найти выражения для T'_{d0} и T''_{d0}, подставим в полученное выше характеристическое уравнение $p = -1/T$ и умножим его на T^2. Тогда это уравнение приводится в виду

$$T^2 - (T_{d0} + T_{yd0})\,T + \sigma_{fyd}T_{d0}T_{yd0} = 0.$$

Корни этого уравнения

$$T_{1,2} = \frac{T_{d0} + T_{yd0}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{T_{d0} + T_{yd0}}{2}\right)^2 - \sigma_{fyd}T_{d0}T_{yd0}}.$$

Поскольку коэффициент σ_{fyd} мал, то второй член выражения под корнем значительно меньше первого. В подобных случаях с большой точностью можно использовать приближенное значение корня

$$\sqrt{a^2 - b} = a\sqrt{1 - \frac{b}{a^2}} \approx a\left(1 - \frac{b}{2a^2}\right) = a - \frac{b}{2a}.$$

Поэтому

$$T_{1,2} \approx \frac{T_{d0} + T_{yd0}}{2} \pm \left(\frac{T_{d0} + T_{yd0}}{2} - \frac{\sigma_{fyd}T_{d0}T_{yd0}}{T_{d0} + T_{yd0}}\right),$$

откуда и следуют выражения (34-9).

§ 34-3. Физическая картина явлений при внезапном трехфазном коротком замыкании синхронного генератора

Предварительные замечания. Рассмотрим внезапное симметричное короткое замыкание синхронного генератора, происходящее при работе на холостом ходу путем одновременного замыкания всех зажимов обмотки якоря. При этом предположим, что $n = \text{const}$, насыщение магнитной цепи в процессе короткого замыкания не изменяется и приложенное к обмотке возбуждения напряжение остается постоянным.

При внезапном коротком замыкании главный интерес представляют значения токов обмотки якоря и закономерности их изменения. Процесс внезапного короткого замыкания обмотки якоря в главнейших чертах аналогичен короткому замыканию в любой цепи переменного тока, например внезапному короткому замыканию вторичной обмотки трансформатора (см. § 17-2). Это значит, что при коротком замыкании в фазах обмотки якоря возникают вынужденные периодические токи и свободные апериодические

токи, затухающие с определенными постоянными времени, причем сумма этих токов в каждой фазе в начальный момент времени короткого замыкания при холостом ходе равна нулю. Однако ввиду вращения ротора и наличия переходных процессов в обмотках индуктора процесс короткого замыкания синхронного генератора значительно более сложен. Точное аналитическое рассмотрение этого процесса поэтому также сложно, и в связи с этим мы изучим его в два этапа: сначала, исходя из физических представлений, определим начальные значения токов короткого замыкания и затем рассмотрим закономерности изменения токов в процессе короткого замыкания.

Активные сопротивления обмоток синхронных машин весьма малы по сравнению с индуктивными, поэтому они практически не влияют на значения начальных токов короткого замыкания и вызывают лишь затухание свободных токов обмоток, не поддерживаемых внешними источниками э. д. с. Вследствие этого при определении начальных токов короткого замыкания активные сопротивления всех обмоток можно положить равными нулю, т. е. считать все электрические цепи сверхпроводящими.

Теорема о постоянстве потокосцепления. Дифференциальное уравнение электрической цепи, в которой нет источников посторонних э. д. с., имеет вид

$$-\frac{d\Psi}{dt} = ri,$$

где Ψ — полное потокосцепление этой цепи, обусловленное как собственным током этой цепи, так и потоками взаимной индукции других цепей, индуктивно связанных с нею.

Если $r = 0$, то вместо указанного уравнения имеем

$$\frac{d\Psi}{dt} = 0,$$

откуда

$$\Psi = \text{const}.$$

Следовательно, потокосцепление сверхпроводящей электрической цепи остается постоянным.

Если, например, к такой цепи подвести полюс магнита, то в ней будет индуктироваться ток такого значения и знака, что создаваемое этим током потокосцепление полностью скомпенсирует потокосцепление, вызванное приближением полюса магнита.

Перед внезапным коротким замыканием синхронного генератора в его обмотке возбуждения протекает ток i_{f0} и в цепи возбуждения действует посторонняя э. д. с. (э. д. с. якоря возбудителя)

$$e_0 = r_f i_{f0},$$

где r_f — сопротивление всей цепи возбуждения.

Однако, если положить $r_f = 0$, то также будет $e_0 = 0$, т. е. для поддержания тока i_{f0} наличия э. д. с. возбудителя не потребуется. Поэтому к такой цепи при $r_f = 0$ также применима теорема постоянства потокосцепления сверхпроводящей цепи. Ниже на основе этой теоремы рассмотрим прежде всего физическую картину явлений в начальный момент внезапного короткого замыкания, а затем определим начальные значения токов обмоток.

Периодические и апериодические токи якоря. На рис. 34-5, *а* изображено взаимное расположение обмоток якоря $A - X$, $B - Y$,

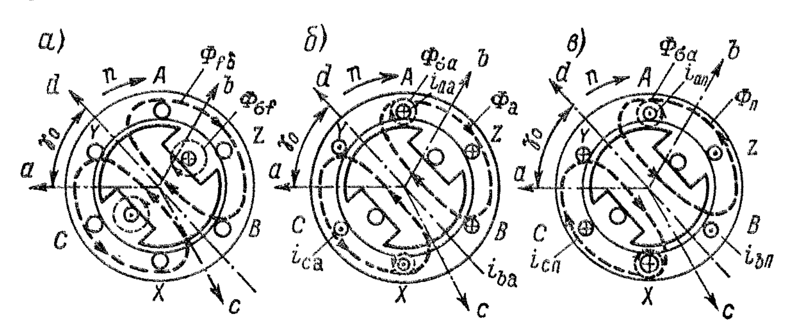


Рис. 34-5. Картины магнитных полей тока возбуждения (*а*), апериодических (*б*) и периодических (*в*) токов якоря в начальный момент внезапного короткого замыкания

$C - Z$ и полюсов индуктора в произвольный начальный момент ($t = 0$) внезапного короткого замыкания. Там же показаны оси *a*, *b*, *c* фаз обмотки якоря и ось *d* индуктора. В момент $t = 0$ ось *d* сдвинута относительно оси фазы *a* на некоторый угол γ_0.

На рис. 34-6, *а* представлена пространственная диаграмма потокосцеплений, создаваемых потоком индуктора с фазами якоря в момент $t = 0$, когда фазы якоря уже замкнуты накоротко, но токи в них еще равны нулю. Вектор $\dot{\Psi}_{f\delta}$ равен амплитуде потокосцепления фазы статора с потоком возбуждения $\dot{\Phi}_{f\delta}$, пропорционален этому потоку и совпадает с ним по направлению. Такое потокосцепление с фазой существует при совпадении оси *d* с осью фазы обмотки. При $t = 0$ потокосцепления фаз $\dot{\Psi}_a$, $\dot{\Psi}_b$, $\dot{\Psi}_c$ равны проекциям вектора $\dot{\Psi}_{f\delta}$ на оси фаз и, согласно рис. 34-6, *а*,

$$\dot{\Psi}_a = \dot{\Psi}_{f\delta}\cos\gamma_0; \quad \dot{\Psi}_b = \dot{\Psi}_{f\delta}\cos(120° - \gamma_0); \quad \dot{\Psi}_c = \dot{\Psi}_{f\delta}\cos(240° - \gamma_0). \tag{34-16}$$

Потокосцепления $\dot{\Psi}_a$, $\dot{\Psi}_b$, $\dot{\Psi}_c$ тоже можно рассматривать как векторы, совпадающие с направлениями осей фаз обмотки якоря. На рис. 34-6, *а* $\dot{\Psi}_a > 0$, $\dot{\Psi}_b > 0$ и $\dot{\Psi}_c < 0$.

Согласно теореме о постоянстве потокосцеплений, при $r_a = r_f = r_y = 0$ потокосцепления $\dot{\Psi}_a$, $\dot{\Psi}_b$, $\dot{\Psi}_c$ должны оставаться неизменными и при $t > 0$. Следовательно, при внезапном коротком замыкании должны возникать такие токи, которые будут поддерживать это постоянство потокосцеплений. Однако постоянные потокосцепления фаз статора могут создаваться только постоянными же апериодическими токами в фазах этой обмотки i_{aa}, i_{ba}, i_{ca}. Эти токи должны создавать поток Φ_a, а следовательно, и н. с. F_a якоря

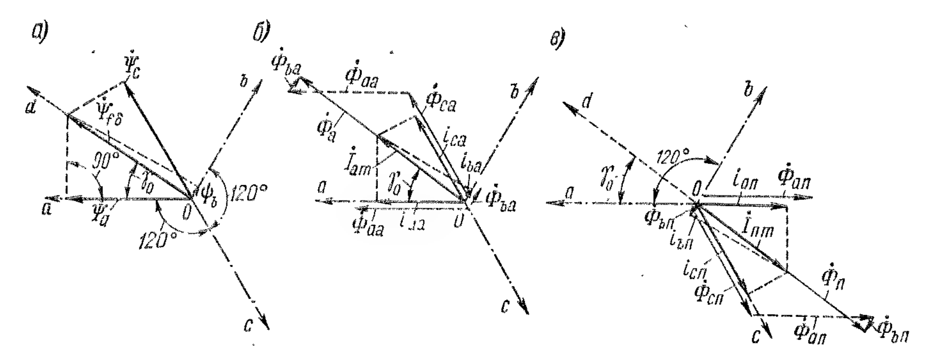


Рис. 34-6. Пространственные векторные диаграммы потокосцеплений (*а*) и апериодических (*б*) и периодических (*в*) токов и потоков фаз обмотки якоря в начальный момент внезапного короткого замыкания

такого же направления (рис. 34-5, *б*), как и направление вектора $\dot{\Psi}_{f\delta}$ на рис. 34-6, *а*. Постоянные токи i_{aa}, i_{ba}, i_{ca} можно рассматривать как мгновенные значения некоторой симметричной системы фазных токов, которые при $t \geq 0$ остаются неизменными («замороженный переменный ток»). При этом (рис. 34-6, *б*)

$$i_{aa} = I_{am}\cos\gamma_0; \quad i_{ba} = I_{am}\cos(120° - \gamma_0); \quad i_{ca} = I_{am}\cos(240° - \gamma_0), \tag{34-17}$$

где I_{am} — наибольшее возможное значение апериодического тока, возникающее в случае, когда ось одной из фаз при $t = 0$ совпадает с осью *d* индуктора.

При выбранном на рис. 34-6, *а* значении γ_0 будет $i_{aa} > 0$, $i_{ba} > 0$, $i_{ca} < 0$. Направления этих токов и создаваемых ими потоков Φ_{aa}, Φ_{ba}, Φ_{ca} изображены на рис. 34-6, *б*. Эти потоки также можно рассматривать как пространственные векторы, и в сумме они создают апериодический поток якоря Φ_a. Этот поток неподвижен в пространстве и образует с фазами обмотки якоря постоянные потокосцепления Ψ_{aa}, Ψ_{ba}, Ψ_{ca}, которые и поддерживают постоянство потокосцеплений фаз обмотки якоря. При этом Ψ_{aa}, Ψ_{ba}, Ψ_{ca} про-

порциональны Φ_{aa}, Φ_{ba}, Φ_{ca} и векторы этих потокосцеплений, совпадающие по направлению с векторами соответствующих потоков, тоже можно было бы изобразить на рис. 34-6, *б*. Векторы потоков на рис. 34-6, *б* следует рассматривать как пространственные, причем векторы i_{aa}, i_{ba}, i_{ca} совпадают с осями фаз a, b, c и создают соответствующие н. с. и потоки.

Очевидно, что направления потоков $\Phi_{f\delta}$ и $\Phi_а$ на рис. 34-5, *а* и *б* совпадают, как это и необходимо для сохранения постоянства потокосцеплений фаз обмоток якоря.

Таким образом, постоянство потокосцеплений фаз якоря после начала короткого замыкания обеспечивается апериодическими токами якоря, которые при принятых предположениях ($r_a = r_f = r_у = 0$) не затухают во времени.

Однако вследствие вращения ротора поток возбуждения $\Phi_{f\delta}$ создает с фазами якоря переменные потокосцепления, изменяющиеся по синусоидальному закону с частотой $f_1 = pn$.

Поэтому для сохранения постоянства потокосцеплений якоря в его фазах, кроме апериодических токов, должны возникнуть периодические или переменные синусоидальные токи $i_{aп}$, $i_{bп}$, $i_{cп}$, которые создают магнитный поток реакции якоря $\Phi_п$, вращающийся синхронно с ротором и направленный по продольной оси индуктора d навстречу потоку $\Phi_{f\delta}$ (рис. 34-5, *в*).

При этом потокосцепления обмоток якоря от потоков $\Phi_{f\delta}$ и $\Phi_п$ компенсируют друг друга. Пространственная диаграмма периодических токов якоря и создаваемых ими потоков изображена для момента времени $t = 0$ на рис. 34-6, *в*. Очевидно, что при $t = 0$ периодические токи фаз равны по значению и обратны по знаку апериодическим токам, так что их сумма в каждой фазе при $t = 0$ должна быть равна нулю. Амплитуда периодического тока $I_{пm}$ равна максимально возможному значению апериодического тока I_{am}.

Из изложенного следует, что рассмотренные периодические токи якоря по своей природе, в сущности, являются такими же токами, как и переменные токи короткого замыкания при установившемся коротком замыкании, и подобно последним индуктируются вращающимся потоком возбуждения.

Так как мы приняли $r_a = 0$, то эти токи при внезапном коротком замыкании также являются чисто индуктивными и создают чисто продольный размагничивающий поток реакции якоря, как это и требуется согласно теореме о постоянстве потокосцеплений.

Необходимо учитывать, что постоянство потокосцеплений обмотки якоря обеспечивается не только потоками $\Phi_а = \Phi_п$, пронизывающими воздушный зазор, но и потоками рассеяния якоря, созда-

ваемыми апериодическими и периодическими токами якоря. Поэтому $\Phi_а = \Phi_п < \Phi_{f\delta}$ и в воздушном зазоре сохраняется некоторый вращающийся поток $\Phi_{f\delta} - \Phi_п$.

Очевидно, что при $i_{f0} = \text{const}$ независимо от положения ротора в момент $t = 0$ также $I_{am} = I_{пm} = \text{const}$ и $\Phi_а = \Phi_п = \text{const}$, но значения апериодических токов отдельных фаз, согласно выражению (34-17), зависят от положения ротора в начальный момент короткого замыкания.

На рис. 34-7 в функции времени изображены составляющие и полные токи фаз якоря при условии $r_a = r_f = r_у = 0$, когда токи короткого замыкания не затухают. Значение угла γ_0 при этом соответствует рис. 34-5 и 34-6.

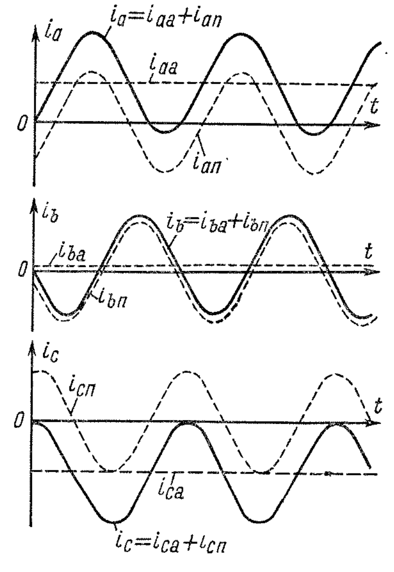


Рис. 34-7. Кривые токов внезапного короткого замыкания в фазах обмотки якоря при сверхпроводящих обмотках машины

Периодические и апериодические токи обмоток индуктора.

Апериодический поток якоря (статора) $\Phi_а$ неподвижен в пространстве и при вращении ротора пересекает обмотку возбуждения, а также успокоительную обмотку при наличии последней. В результате в этих обмотках индуктируются переменные токи $i_{fп}$ и $i_{у.п}$ основной частоты $f_1 = pn$.

Эти токи при $r_f = r_у = 0$ также являются чисто индуктивными и, согласно правилу Ленца, создают магнитные потоки, действующие против вызвавшего их потока $\Phi_а$.

Если бы индуктор обладал полной магнитной и электрической симметрией, то токи $i_{fп}$ и $i_{у.п}$ создали бы поток $\Phi_{fу.п}$, вращающийся с синхронной скоростью относительно ротора в направлении, противоположном его вращению. Поэтому поток $\Phi_{fу.п}$ будет неподвижен относительно статора и направлен против потока $\Phi_а$.

При несимметричном роторе возникают дополнительные явления, рассматриваемые ниже.

Из сказанного следует, что периодические токи ротора, создавая поток $\Phi_{fу.п}$, направленный против $\Phi_а$, стремятся уменьшить

потокосцепление якоря и нарушить условие его постоянства. Поскольку, однако, при принятых условиях это невозможно, то в результате апериодические токи якоря возрастают. Это в свою очередь вызывает увеличение токов $i_{fп}$ и $i_{у.п}$ и т. д. В результате возникает сложный процесс взаимодействия апериодических токов якоря и периодических токов индуктора, которые стремятся усилить друг друга. Равновесие этих токов и постоянство потокосцеплений обеспечиваются в конечном итоге потоками рассеяния, создаваемыми этими токами. Поэтому, чем меньше индуктивности рассеяния обмоток, тем больше будут рассматриваемые токи, и при отсутствии рассеяния эти токи достигли бы бесконечно больших значений.

Хотя вследствие электромагнитной инерции токи якоря (как, впрочем, и токи других обмоток) при внезапном коротком замыкании не могут возрасти и достичь конечных значений мгновенно, тем не менее можно представить себе, что апериодические и периодические составляющие токов и потоков якоря возникают и достигают рассмотренных выше конечных значений мгновенно. Такое представление возможно потому, что суммы этих составляющих в каждой фазе при $t = 0$ равны нулю и поэтому условие о конечной скорости изменения полных, реальных токов и потоков фаз не нарушается.

Исходя из сказанного, можно сделать вывод, что размагничивающий поток реакции якоря $\Phi_п$, создаваемый периодическими токами якоря $i_{aп}$, $i_{bп}$, $i_{cп}$, возникает при $t = 0$ мгновенно, проникает в ротор и стремится уменьшить потокосцепления обмоток ротора. Однако при $r_f = r_у = 0$ это невозможно, и поэтому в обмотках возбуждения и успокоительной возникают токи Δi_{fa} и $i_{у.а}$ такого направления, что создаваемые ими потоки действуют встречно потоку $\Phi_п$ и согласно с потоком возбуждения $\Phi_{f\delta}$. Добавочный ток, или «всплеск» тока возбуждения, Δi_{fa} имеет такое же направление, как и начальный ток возбуждения i_{f0}, создаваемый возбудителем. Иными словами, можно сказать также, что токи Δi_{fa} и $i_{у.а}$ индуктируются потоком $\Phi_п$, возникающим при $t = 0$.

Токи Δi_{fa} и $i_{у.а}$ являются апериодическими токами индуктора и при $r_f = r_у = 0$ представляют собой незатухающие постоянные токи. Они стремятся увеличить поток индуктора и амплитуду периодических потокосцеплений с фазами обмотки якоря. Однако эти потокосцепления должны полностью компенсироваться действием периодических токов якоря. Поэтому при возникновении Δi_{fa} и $i_{у.а}$ увеличиваются токи $i_{aп}$, $i_{bп}$, $i_{cп}$, что приводит к более сильному уменьшению потокосцеплений обмоток индуктора. Это вызывает увеличение Δi_{fa} и $i_{у.а}$ и т. д. В результате также возникает тенденция к бесконечному увеличению токов Δi_{fa} $i_{у.а}$ и $i_{aп}$, $i_{bп}$, $i_{cп}$. Их рост тоже ограничивается потоками рассеяния

обмоток, участвующими в сохранении постоянства потокосцепления. Равенство $I_{am} = I_{пm}$ сохраняется и при действии рассмотренных дополнительных токов ротора.

Таким образом, при внезапном коротком замыкании во всех обмотках машины возникают апериодические и периодические токи. Вследствие вращения ротора в процессе взаимной индукции друг с другом связаны: 1) апериодические токи статора и периодические токи ротора, 2) периодические токи статора и апериодические токи ротора.

При $r_f = r_у = 0$ токи Δi_{fa}, $i_{у.а}$ не затухают. На рис. 34-8 изображен характер изменения во времени токов обмотки возбуждения

$$i_f = i_{f0} + \Delta i_{fa} + i_{fп}$$

и успокоительной обмотки

$$i_у = i_{у.а} + i_{у.п}$$

при этих условиях.

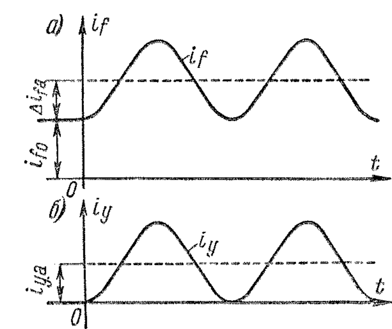


Рис. 34-8. Кривые токов обмотки возбуждения (*а*) и успокоительной обмотки (*б*) при внезапном коротком замыкании машины со сверхпроводящими обмотками

В действительности r_f, $r_у$, r_a не равны нулю, и поэтому свободные апериодические токи, возникающие в начальный момент короткого замыкания и не поддерживаемые источниками внешних э. д. с., будут затухать, а вместе с ними будут затухать также индуктируемые ими периодические токи. В результате этого наступит (теоретически при $t = \infty$) установившийся режим короткого замыкания с током i_{f0} в обмотке возбуждения и соответствующим установившимся периодическим током короткого замыкания якоря.

§ 34-4. Значения токов внезапного трехфазного короткого замыкания

Определение начальных значений токов. Применим теорему о постоянстве потокосцепления для начального момента короткого замыкания ($t = 0$) и предположим для простоты, что при $t = 0$ ось индуктора d совпадает с осью одной из фаз якоря, например с осью фазы a. Очевидно, что это предположение не нарушает общности рассматриваемой задачи. Предположим также, что обмотки индуктора приведены к обмотке якоря; в обозначениях параметров это особо не указывается.

Напишем уравнения потокосцеплений, создаваемых апериодическими токами индуктора и периодическими токами якоря, для начального момента внезапного короткого замыкания ($t = 0$). Эти уравнения имеют вид

$$\begin{aligned} &L_{ad}(i_{f0}+\Delta i_{fa})+L_{ad}i_{у.а}-(L_{ad}+L_{\sigma a})I_{пm}=0;\\ &(L_{ad}+L_{\sigma f})(i_{f0}+\Delta i_{fa})+L_{ad}i_{у.а}-L_{ad}I_{пm}=(L_{ad}+L_{\sigma f})i_{f0};\\ &L_{ad}(i_{f0}+\Delta i_{fa})+(L_{ad}+L_{\sigma уd})i_{у.а}-L_{ad}I_{пm}=L_{ad}i_{f0}. \end{aligned} \qquad (34\text{-}18)$$

Первое из этих уравнений определяет периодическую составляющую потокосцепления той фазы обмотки якоря, ось которой при $t = 0$ совпадает с осью d. Первый член этого уравнения равен потокосцеплению, создаваемому апериодическими токами обмотки возбуждения, второй член соответствует потокосцеплению от апериодического тока успокоительной обмотки, а третий член — потокосцеплению якоря от самого тока якоря, причем этот член написан со знаком минус, так как, согласно сказанному, поток якоря направлен против потока индуктора. В соответствии с изложенным выше потокосцепления якоря от указанных токов должны равняться нулю, так как постоянство начального потокосцепления якоря обеспечивается апериодическими токами якоря и периодическими токами индуктора.

Левая часть второго уравнения (34-18) определяет значение апериодического потокосцепления обмотки возбуждения от апериодических токов индуктора и периодических токов якоря при $t = 0$, а правая часть равна потокосцеплению этой обмотки непосредственно перед моментом короткого замыкания. Знак равенства между ними фиксирует условие постоянства потокосцеплений обмотки возбуждения. Третье уравнение (34-18) аналогичным же образом выражает условие постоянства апериодического потокосцепления успокоительной обмотки от указанных токов. Потокосцепление этой обмотки перед коротким замыканием вызвано током i_{f0} и равно $L_{ad}i_{f0}$.

Каждый член уравнений (34-18) определяет потокосцепление данной обмотки от потока, создаваемого током одной из обмоток. Потокосцепления взаимной индукции при этом определяются индуктивностью L_{ad}, а потокосцепления самоиндукции — этой же индуктивностью и индуктивностью рассеяния данной обмотки.

Умножим уравнения (34-18) на $\omega = 2\pi f$, перенесем член

$$\omega L_{ad}i_{f0} = x_{ad}i_{f0} = E_m \qquad (34\text{-}19)$$

первого уравнения в правую часть, изменив также знаки этого уравнения, и произведем приведение подобных членов двух других уравнений. При этом получим

$$\left.\begin{aligned} x_{ad}(-\Delta i_{fa}-i_{у.а}+I_{пm})+x_{\sigma a}I_{пm}&=E_m;\\ x_{ad}(\Delta i_{fa}+i_{у.а}-I_{пm})+x_{\sigma f}\Delta i_{fa}&=0;\\ x_{ad}(\Delta i_{fa}+i_{у.а}-I_{пm})+x_{\sigma уd}i_{у.а}&=0, \end{aligned}\right\} \qquad (34\text{-}20)$$

где

$$x_{\sigma a}=\omega L_{\sigma a};\quad x_{\sigma f}=\omega L_{\sigma f};\quad x_{\sigma уd}=\omega L_{\sigma уd} \qquad (34\text{-}21)$$

являются индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток якоря, возбуждения и успокоительной.

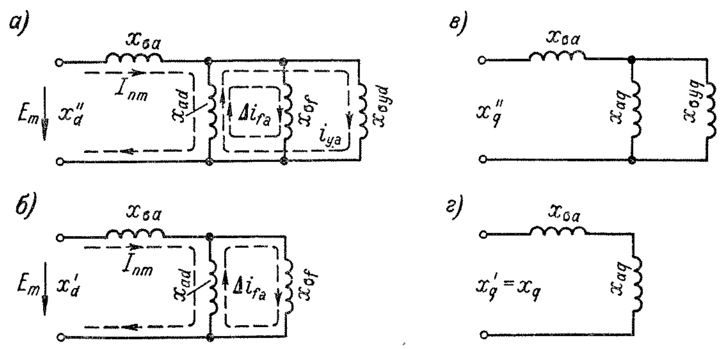


Рис. 34-9. Схемы для определения сверхпереходных ($а$, $в$) и переходных ($б$, $г$) индуктивных сопротивлений по продольной ($а$, $б$) и поперечной ($в$, $г$) осям

Уравнениям (34-20), как нетрудно видеть, соответствует схема замещения рис. 34-9, $а$, так как, составив для этой схемы уравнения напряжений для контуров токов $I_{пm}$, Δi_{fa}, $i_{у.а}$, получим уравнения (34-20). Согласно равенству (34-19), E_m представляет собой амплитуду э. д. с., индуктируемую в обмотке якоря током возбуждения холостого хода i_{f0}.

Согласно схеме рис. 34-9, $а$, амплитуда начального периодического тока якоря $I_{пm}$, равная также максимальному значению апериодического тока якоря I_{am}, определяется равенством

$$I_{пm}=I_{am}=E_m/x''_d, \qquad (34\text{-}22)$$

где

$$x''_d = x_{\sigma a}+\frac{1}{1/x_{ad}+1/x_{\sigma f}+1/\sigma уd} \qquad (34\text{-}23)$$

— сопротивление схемы рис. 34-9, *а* относительно зажимов цепи якоря, называемое **продольным сверхпереходным индуктивным сопротивлением обмотки якоря.**

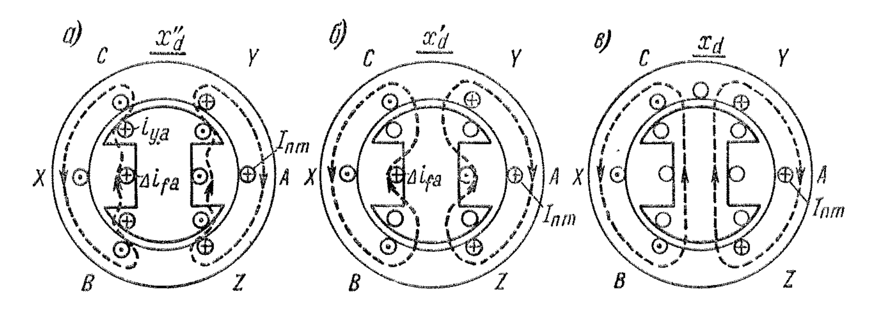


Рис. 34-10. Магнитные поля периодических токов обмотки якоря в начальный момент внезапного короткого замыкания (*а*), после затухания токов успокоительной обмотки или при ее отсутствии (*б*) и при установившемся коротком замыкании (*в*)

Так как $x_{\sigma a}$, $x_{\sigma f}$ и $x_{\sigma yd}$ малы, то и x''_d мало́ (см. табл. 32-1). Очевидно, что если бы обмотки не обладали рассеянием ($x_{\sigma a} = x_{\sigma f} = x_{\sigma yd} = 0$), то было бы $x''_d = 0$ и $I_{пm} = \infty$, как уже указывалось выше.

Поэтому значение тока внезапного короткого замыкания ограничивается только сопротивлениями рассеяния. Физически малость индуктивного сопротивления якоря при внезапном коротком замыкании объясняется тем, что поток реакции якоря в значительной степени компенсируется действием апериодических токов индуктора.

Можно также сказать, что в результате действия токов Δi_{fa} и $i_{у.а}$ поток якоря через воздушный зазор вытесняется на пути потоков рассеяния обмоток индуктора (рис. 34-10, *а*) и вследствие большого магнитного сопротивления этого пути поток якоря на единицу его тока сильно уменьшается.

Схема рис. 34-9, *а* вполне аналогична схеме замещения трансформатора с одной первичной и двумя короткозамкнутыми вторичными обмотками при $r_a = r_f = r_у = 0$, что вполне естественно, так как при внезапном коротком замыкании обмотки продольной оси синхронной машины связаны взаимоиндуктивно, как и в трансформаторе.

Напряжение на зажимах параллельных ветвей схемы рис. 34-9, *а* равно $(x''_d - x_{\sigma a})\,I_{пm}$, и поэтому всплески апериодических токов

в обмотках индуктора

$$\left.\begin{aligned}\Delta i_{fa} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} I_{пm} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} \frac{E_m}{x''_d};\\ i_{у.а} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma yd}} I_{пm} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma yd}} \frac{E_m}{x''_d}.\end{aligned}\right\} \qquad (34\text{-}24)$$

На основании равенства (34-19)

$$i_{f0} = E_m / x_{ad}, \qquad (34\text{-}25)$$

и, согласно выражениям (34-24) и (34-25), относительные величины всплесков токов индуктора

$$\frac{\Delta i_{fa}}{i_{f0}} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} \frac{x_{ad}}{x''_d}; \qquad \frac{i_{у.а}}{i_{f0}} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma yd}} \frac{x_{ad}}{x''_d}. \qquad (34\text{-}26)$$

Если успокоительная обмотка у машины отсутствует, то это эквивалентно условию $x_{\sigma yd} = \infty$. При этом вместо схемы рис. 34-9, *а* получим схему рис. 34-9, *б*. Сопротивление этой схемы

$$x'_d = x_{\sigma a} + \frac{1}{1/x_{ad} + 1/x_{\sigma f}} \qquad (34\text{-}27)$$

называется **продольным переходным индуктивным сопротивлением обмотки якоря.** Очевидно, что $x'_d > x''_d$ (см. табл. 32-1). Это объясняется тем, что в рассматриваемом случае $i_{у.а} = 0$ и поэтому поток реакции якоря вытесняется только на пути потоков рассеяния обмотки возбуждения. Для этого случая также действительны равенства (34-22), (34-24) и (34-26), если заменить в них x''_d на x'_d и положить $x_{\sigma yd} = \infty$.

Из сказанного следует, что наличие успокоительной обмотки приводит к увеличению токов внезапного короткого замыкания якоря.

Одновременно с этим, согласно выражениям (34-24), уменьшается также Δi_{fa}. Последнее физически объясняется тем, что успокоительная обмотка экранирует обмотку возбуждения.

Так как токи обмоток индуктора не могут измениться мгновенно, то начальные значения периодических токов этих обмоток равны Δi_{fa} и $i_{у.а}$ с обратным знаком. К этому же выводу приводит также аналитическое рассмотрение этого вопроса.

Затухание периодических токов якоря. Решив первое уравнение (34-20) относительно $I_{пm}$, получим

$$I_{пm} = \frac{E_m}{x_d} + \frac{x_{ad}\Delta i_{fa}}{x_d} + \frac{x_{ad} i_{у.а}}{x_d}. \qquad (34\text{-}28)$$

Согласно равенству (34-28), ток $I_{пm}$ состоит из трех частей. Первый член (34-28) соответствует току, индуктируемому в якоре током i_{f0}, а два других члена — составляющим тока якоря, индуктируемым токами Δi_{fa} и $i_{у.а}$, так как числители этих членов равны э. д. с., индуктируемым в якоре этими токами, а знаменатель представляет собой сопротивление якоря.

Если $r_f = r_{yd} = 0$, то свободные токи Δi_{fa} и $i_{у.а}$ постоянны и амплитуда периодического тока

$$I_{пm} = E_m/x''_d = \text{const}.$$

В действительности $r_f \neq 0$, $r_{yd} \neq 0$, поэтому Δi_{fa} и $i_{у.а}$ затухают с определенными постоянными времени, в результате чего уменьшается также $I_{пm}$. При $t \to \infty$ будет $\Delta i_{fa} = i_{у.а} = 0$ и, согласно равенству (34-28), амплитуда установившегося тока короткого замыкания

$$[I_{пm}]_{t=\infty} = I_{пm\infty} = E_m/x_d. \qquad (34\text{-}29)$$

Начальное значение $I_{пm}$ определяется равенством (34-22). Разность начального и конечного значений амплитуд тока якоря

$$\frac{E_m}{x''_d} - \frac{E_m}{x_d} = \frac{x_{ad}(\Delta i_{fa} + i_{у.а})}{x_d} \qquad (34\text{-}30)$$

затухает соответственно затуханию токов Δi_{fa} и $i_{у.а}$.

Как было показано в § 34-2, свободные токи обмоток возбуждения и успокоительной при замкнутой обмотке якоря имеют по две составляющие, затухающие с постоянными времени T'_d и T''_d. Соответственно разность (34-30) также состоит из двух составляющих, затухающих с такими же постоянными времени:

$$I'_{пm}e^{-t/T'_d} + I''_{пm}e^{-t/T''_d}.$$

Текущее значение $I_{пm}$ в процессе короткого замыкания определяется равенством

$$I_{пm} = I_{пm\infty} + I'_{пm}e^{-t/T'_d} + I''_{пm}e^{-t/T''_d}. \qquad (34\text{-}31)$$

В выражении (34-31) второй член представляет собой амплитуду так называемого переходного, а третий член — амплитуду сверхпереходного тока короткого замыкания якоря. Первый из них затухает относительно медленно, а второй — в течение небольшого числа периодов тока.

Величины $I'_{пm}$ и $I''_{пm}$ можно определить, если решить дифференциальные уравнения вида (34-5) и найти тем самым составляющие Δi_{fa} и $\Delta i_{у.а}$, затухающие с постоянными T'_d и T''_d. При этом выясняется, что с достаточной точностью

$$I'_{пm} = \frac{E_m}{x'_d} - \frac{E_m}{x_d}; \quad I''_{пm} = \frac{E_m}{x''_d} - \frac{E_m}{x'_d}. \qquad (34\text{-}32)$$

В соответствии с изложенным мгновенное значение периодического тока короткого замыкания в фазе обмотки якоря

$$\begin{aligned} i_п &= \left(I''_{пm}e^{-\frac{t}{T''_d}} + I'_{пm}e^{-\frac{t}{T'_d}} + I_{пm\infty}\right)\cos(\omega t + \gamma_0) = \\ &= \left[\left(\frac{E_m}{x''_d} - \frac{E_m}{x'_d}\right)e^{-\frac{t}{T''_d}} + \left(\frac{E_m}{x'_d} - \frac{E_m}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}} + \frac{E_m}{x_d}\right] \times \\ &\times \cos(\omega t + \gamma_0), \end{aligned} \qquad (34\text{-}33)$$

где γ_0 — начальная фаза тока короткого замыкания (см. рис. 34-5, *а*). При $\gamma_0 = 0$ ось рассматриваемой фазы при $t = 0$ совпадает с осью полюсов, поэтому потокосцепление с этой фазой от потока возбуждения при $t = 0$ максимально, э. д. с. $E_m \sin \omega t = 0$ и ток фазы тоже максимален:

$$[i_п]_{t=0} = E_m/x''_d.$$

Наоборот, при $\gamma_0 = 90°$ и $t = 0$ также $i_а = 0$. В этом случае апериодический ток данной фазы равен нулю и $i_п$ представляет собой весь ток фазы (рис. 34-11, *а*).

Затухание апериодического тока якоря.

Этот ток является свободным, не поддерживается внешними по отношению к обмотке якоря э. д. с. и поэтому в процессе короткого замыкания затухает до нуля.

Постоянная времени апериодического тока якоря T_a (см. табл. 32-1) зависит от эквивалентной индуктивности обмотки якоря по отношению к этому току и от сопротивления якоря r_a. Апериодические токи $i_а$ и потоки $\Phi_а$ якоря индуктируют в обмотках индуктора переменные токи (см. § 34-3), создающие потоки встречно апериодическому потоку якоря. Это вызывает уменьшение указанной эквивалентной индуктивности и постоянной T_a. Активные сопротивления обмоток индуктора практически не влияют на величину T_a, так же как практически не влияет сопротивление якоря на постоянные T'_d и T''_d.

Апериодический поток якоря $\Phi_а$ неподвижен относительно якоря, и при вращении ротора ось этого потока попеременно совпадает с осями d и q индуктора. Поэтому поток $\Phi_а$ индуктирует также токи в поперечной успокоительной обмотке.

Для переходных процессов по поперечной оси действительны схемы рис. 34-9, *в* и *г*. При наличии успокоительной обмотки по поперечной оси действует поперечное сверхпереход-

ное индуктивное сопротивление обмотки якоря

$$x''_q = x_{\sigma a} + \frac{1}{1/x_{aq} + 1/x_{\sigma y q}}, \tag{34-34}$$

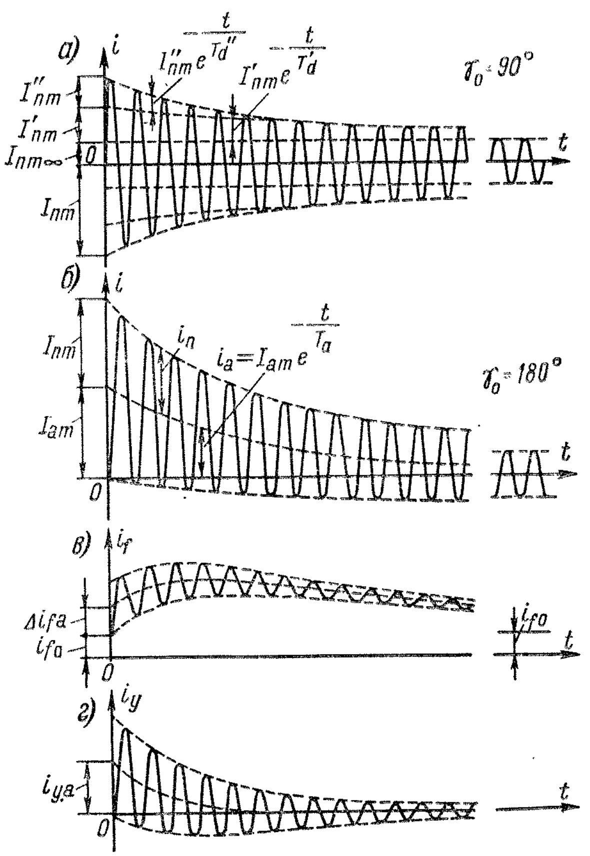


Рис. 34-11. Кривые токов в обмотках синхронного генератора при внезапном коротком замыкании

и при ее отсутствии — поперечное переходное индуктивное сопротивление обмотки якоря

$$x'_q = x_{\sigma a} + x_{aq} = x_q. \tag{34-35}$$

Средняя индуктивность обмотки якоря определяется средними величинами x''_d и x''_q или x'_d и x'_q. Поэтому постоянная времени апериодического тока якоря при наличии успокоительной обмотки

$$T_a = \frac{x''_d + x''_q}{2\omega r_a} \tag{34-36}$$

и при ее отсутствии

$$T_a = \frac{x'_d + x'_q}{2\omega r_a}. \tag{34-37}$$

Если $x''_d \neq x''_q$, то значение апериодического тока якоря при $r_a = 0$ пульсирует с двойной частотой между значениями E_m/x''_d и E_m/x''_q, так как при уменьшении индуктивного сопротивления или индуктивности для сохранения того же потокосцепления ток должен возрастать. Поэтому апериодический ток якоря изменяется согласно равенству

$$i_а = -\frac{E_m}{2}\left[\left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q}\right)\cos\gamma_0 + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x''_q}\right)\cos(2\omega t + \gamma_0)\right]e^{-\frac{t}{T_a}}. \tag{34-38}$$

Здесь первый член представляет собой постоянную составляющую $i_а$, а второй — пульсирующую с двойной частотой. При $x''_d = x''_q$ сохраняется, очевидно, только первая составляющая. При отсутствии успокоительной обмотки x''_d и x''_q в выражении (34-38) необходимо заменить соответственно на x'_d и x'_q.

Полный и ударный ток короткого замыкания. Полный ток короткого замыкания якоря, согласно равенствам (34-33) и (34-38), равен

$$i = i_п + i_а = \left[\left(\frac{E_m}{x''_d} - \frac{E_m}{x'_d}\right)e^{-\frac{t}{T''_d}} + \left(\frac{E_m}{x'_d} - \frac{E_m}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}} + \frac{E_m}{x_d}\right] \times \cos(\omega t + \gamma_0) - \frac{E_m}{2}\left[\left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x''_q}\right)\cos\gamma_0 + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_q}\right) \times \cos(2\omega t + \gamma_0)\right]e^{-\frac{t}{T_a}}. \tag{34-39}$$

При отсутствии успокоительной обмотки в выражении (34-39) вместо x''_d и x''_q нужно подставить x'_d и x'_q, и при этом первый член (34-39), определяющий сверхпереходный ток короткого замыкания, будет равен нулю. Величина γ_0 представляет собой угол между осью

рассматриваемой фазы обмотки якоря и осью полюсов в начальный момент короткого замыкания $t = 0$ (см. рис. 34-5, *а*).

Если короткое замыкание происходит в конце линии передачи, соединенной с генератором, то x''_d, x'_d, x_d, x''_q и x'_q нужно увеличить на значение индуктивного сопротивления линии, а при вычислении T_a по формулам (34-36) и (34-37) к r_a нужно прибавить активное сопротивление линии. При коротком замыкании с $\gamma_0 = 0$ или 180° апериодический ток имеет наибольшее значение, и в этом случае (рис. 34-11, *б*) пик тока короткого замыкания также достигает наибольшего возможного значения, называемого ударным током короткого замыкания ($i_{уд}$). Значение $i_{уд}$ достигается примерно через полпериода после начала короткого замыкания ($\omega t = \pi$), и при отсутствии затухания ($T''_d = T'_d = T_a = \infty$) на основании выражения (34-39)

$$i_{уд} = 2E_m/x''_d.$$

В действительности через полпериода токи вследствие затухания уже несколько уменьшатся и вместо $2E_m$ будет фигурировать несколько меньшая величина. Кроме того, по ГОСТ 183—74 допускается работа генератора при $U = 1{,}05\ U_н$. Поэтому в СССР принято пользоваться формулой

$$\boxed{i_{уд} = \frac{1{,}05 \cdot 1{,}8 \cdot \sqrt{2}\, U_н}{x''_d}.} \qquad (34\text{-}40)$$

В относительных единицах вместо (34-40) получим

$$i_{уд*} = \frac{i_{уд}}{\sqrt{2}\, I_н} = \frac{1{,}8 \cdot 1{,}05}{x''_{d*}}. \qquad (34\text{-}41)$$

Например, при $x''_{d*} = 0{,}10$, согласно равенству (34-41), $i_{уд*} = 18{,}9$. Таким образом, ударные токи могут достичь весьма больших значений.

Периодические токи индуктора затухают с постоянной времени T_a. Характер изменения токов обмоток возбуждения и успокоительной изображен на рис. 34-11, *в* и *г*. При $r_{yd} > r_f$, как это обычно и имеет место, быстро затухающая составляющая тока Δi_{fa} отрицательна, чем и объясняется характер кривой на рис. 34-11, *в*.

Очевидно, что из данных, получаемых путем обработки осциллограмм токов короткого замыкания, можно определить постоянные времени и параметры, входящие в равенство (34-39).

Действие токов короткого замыкания. Тепловое действие токов короткого замыкания не представляет для машины особой опасности, так как токи довольно быстро затухают и, кроме того, релейная защита весьма быстро отключает участок сети, где произошло короткое замыкание. Но весьма опасны электродинамические усилия, которые действуют на лобовые части обмоток и пропорциональны квадрату тока короткого замыкания. Эти усилия стремятся отогнуть лобовые части обмотки статора к большему диаметру, ближе к торцевой поверхности сердечника якоря. Кроме того, такие усилия действуют также между катушечными группами разных фаз и отдельными катушками. Циклические деформации лобовых частей, в особенности перегибы при выходе из паза, могут вызвать повреждение изоляции и ее пробой. Поэтому в мощных машинах требуется весьма надежное крепление лобовых частей.

Постоянная составляющая электромагнитного момента, действующая на вал машины при внезапном коротком замыкании, невелика, так как токи короткого замыкания являются практически чисто индуктивными. Однако пульсирующие составляющие момента, возникающие в результате взаимодействия магнитных потоков, движущихся относительно друг друга, весьма велики. Кроме того, в начальный момент короткого замыкания машина испытывает сильный удар, так как энергия магнитных полей в этот момент значительно возрастает за счет кинетической энергии ротора. В результате этого возникает тормозной момент, имеющий характер кратковременного импульса. Вследствие изложенного большое внимание должно уделяться обеспечению механической прочности машины.

Процесс внезапного короткого замыкания, происходящего при работе машины под нагрузкой, имеет более сложный характер, но в главнейших чертах аналогичен рассмотренному выше случаю, когда короткое замыкание происходит при холостом ходе. Значения начальных и ударных токов короткого замыкания при этом также существенно не изменяются.

Глава тридцать пятая

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 35-1. Включение синхронных генераторов на параллельную работу

На каждой электрической станции обычно бывает установлено несколько генераторов, которые включаются на параллельную работу в общую сеть. В современных энергосистемах на общую сеть, кроме того, работает целый ряд электростанций, и поэтому парал-

лельно на общую сеть работает большое число синхронных генераторов. Благодаря этому достигается большая надежность энергоснабжения потребителей, снижение мощности аварийного и ремонтного резерва, возможность маневрирования энергоресурсами сезонного характера и другие выгоды.

Все параллельно работающие генераторы должны отдавать в сеть ток одинаковой частоты. Поэтому они должны вращаться строго в такт, или, как говорят, синхронно, т. е. их скорости вращения n_1, n_2, n_3... должны быть в точности обратно пропорциональны числам пар полюсов:

$$n_1 = f/p_1; \quad n_2 = f/p_2; \quad n_3 = f/p_3 \ldots$$

В частности, скорости вращения генераторов с одинаковыми числами полюсов должны быть в точности одинаковыми.

Условия синхронизации генераторов.

При включении генераторов на параллельную работу с другими генераторами необходимо избегать чрезмерно большого толчка тока и возникновения ударных электромагнитных моментов и сил, способных вызвать повреждение генератора и другого оборудования, а также нарушить работу электрической сети или энергосистемы.

Поэтому необходимо отрегулировать надлежащим образом режим работы генератора на холостом ходу перед его включением на параллельную работу и в надлежащий момент времени включить генератор в сеть. Совокупность этих операций называется синхронизацией генератора.

Идеальные условия для включения генератора на параллельную работу достигаются при соблюдении следующих требований:

1) напряжение включаемого генератора $U_г$ должно быть равно напряжению сети $U_с$ или уже работающего генератора;

2) частота генератора $f_г$ должна равняться частоте сети $f_с$;

3) чередование фаз генератора и сети должно быть одинаково;

4) напряжения $U_г$ и $U_с$ должны быть в фазе.

При указанных условиях векторы напряжений генератора и сети совпадают и вращаются с одинаковой скоростью (рис. 35-1), разности напряжений между контактами выключателя при включении генератора (рис. 35-2) равны:

$$\dot{U}_{гa} - \dot{U}_{ca} = \dot{U}_{гb} - \dot{U}_{cb} = \dot{U}_{гc} - \dot{U}_{cc} = 0, \qquad (35\text{-}1)$$

и поэтому при включении не возникает никакого толчка тока.

Равенство напряжений достигается путем регулирования тока возбуждения генератора и контролируется с помощью вольтметра.

Изменение частоты и фазы напряжения генератора достигается изменением скорости вращения генератора. Правильность чередования фаз необходимо проверять только при первом включении генератора после монтажа или сборки схемы. Совпадение напряжений по фазе контролируется с помощью ламп, нулевых вольтметров или специальных синхроноскопов, а в автоматических синхронизаторах — с помощью специальных измерительных элементов.

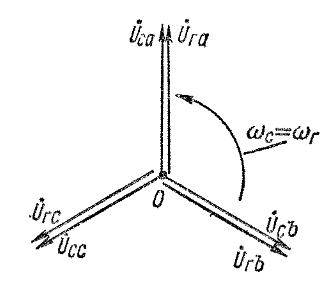


Рис. 35-1. Векторные диаграммы напряжений сети $U_с$ и генератора $U_г$ при идеальных условиях включения на параллельную работу

Неправильная синхронизация может вызвать серьезную аварию. Действительно, если, например, напряжения $U_г$ и $U_с$ будут в момент включения генератора на параллельную работу сдвинуты по фазе на 180°, то это эквивалентно короткому замыканию при удвоенном напряжении ($\dot{U}_г - \dot{U}_с = 2\,\dot{U}_г$). Если генератор включается в сеть мощной энергетической системы, то сопротивление этой сети по сравнению с сопротивлением самого генератора можно принять равным нулю, и поэтому ударный ток при включении может превысить ток при обычном коротком замыкании в два раза. Ударные электромагнитные моменты и силы при этом возрастают в четыре раза.

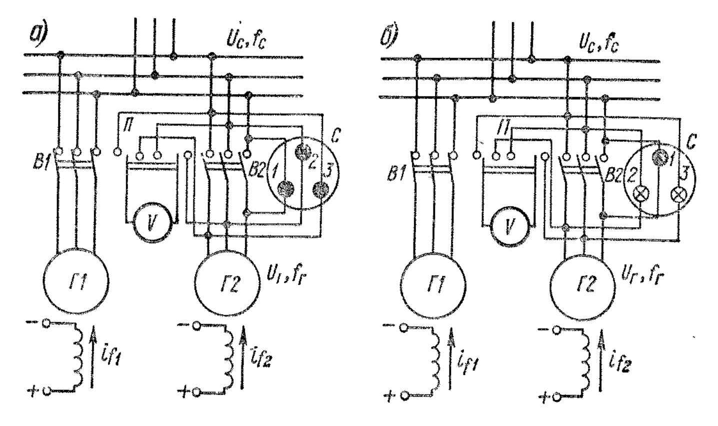


Рис. 35-2. Схема синхронизации генератора с помощью ламповых синхроноскопов с включением на погасание (*а*) и вращение (*б*) света

Зарегистрировано немало случаев, когда неправильная синхронизация вызывала серьезные повреждения оборудования (повреждение обмоток, поломка крепежных деталей сердечников и полюсов, поломка вала, разрушение всего генератора).

Синхронизация с помощью лампового синхроноскопа может осуществляться по схеме на погасание или на вращение света. Схема синхронизации на погасание света представлена на рис. 35-2, *а*, где слева изображен генератор *Г1*, уже работающий на шины станции и сеть, а справа — включаемый на параллельную работу генератор *Г2* с вольтметром *V*, вольтметровым переключателем *П* и с ламповым синхроноскопом *С*, каждая из ламп *1*, *2*, *3* которого включена между контактами одной и той же фазы или полюса выключателя *В2*. При соблюдении приведенных выше условий и равенства (35-1) напряжения на всех лампах одновременно равны нулю и лампы не светятся, что и указывает на возможность включения генератора *Г2* с помощью выключателя *В2* на параллельную работу.

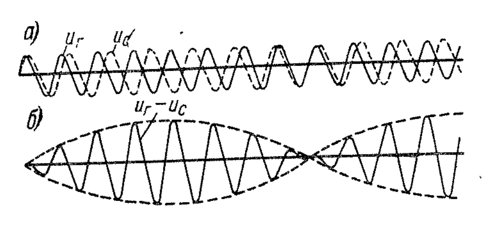


Рис. 35-3. Кривые изменения во времени напряжений генератора $u_г$, сети u_c и ламп $u_г - u_c$ при неравенстве частот сети и генератора

Достичь точного равенства частот $f_г = f_c$ в течение даже небольшого промежутка времени практически невозможно (рис. 35-3, *а*), и поэтому напряжения $U_г - U_c$ на лампах *1*, *2*, *3* (рис. 35-2, *а*) пульсируют с частотой $f_г - f_c$ (рис. 35-3), и если эта частота мала, то лампы загораются и погасают с такой же частотой. Частота $f_г - f_c$ соответствует частоте пульсаций напряжения (штриховые кривые на рис. 35-3, *б*). Путем регулирования частоты генератора необходимо добиться того, чтобы частота загорания и погасания ламп была минимальна (период 3—5 с), и произвести затем включение выключателя *В2* в момент времени, когда лампы не горят.

При малой частоте лампы погасают раньше, чем напряжение достигнет нуля, и загораются также при $U > 0$. Поэтому при схеме рис. 35-2, *а* трудно выбрать правильный момент включения. В этом отношении лучшей является схема рис. 35-2, *б*, в которой лампа *1* включена так же, как на схеме рис. 35-2, *а*, а лампы *2* и *3* — между различными фазами генератора и сети. Поэтому в данном случае при соблюдении перечисленных выше условий и равенства (35-1) лампа *1* не светится, а лампы *2* и *3* находятся под линейным напряжением и светятся с одинаковой яркостью, что и является критерием правильности момента включения. При $f_г - f_c \neq 0$ лампы

1, *2* и *3* (рис. 35-2, *б*) загораются и погасают поочередно, и создается впечатление вращающегося света, причем при $f_г > f_c$ вращение происходит в одну сторону, а при $f_г < f_c$ — в другую. Частота вращения света равна $f_г - f_c$, и необходимо добиться, чтобы она была минимальна (период 3—5 с).

Отметим, что если при осуществлении схемы рис. 35-2, *а* вместо одновременного погасания и загорания всех трех ламп получится вращение света, а при схеме рис. 35-2, *б* — одновременное погасание и загорание ламп, то это будет указывать на неправильность чередования фаз генератора и сети. При этом необходимо поменять местами начала двух фаз обмотки статора генератора.

Для более точного выбора момента включения параллельно одной из ламп рис. 35-2, *а* включают вольтметр, имеющий растянутую шкалу в области нуля (нулевой вольтметр).

Другие методы синхронизации. Синхронизация с помощью ламп и нулевого вольтметра применяется только для генераторов малой мощности. Для мощных генераторов пользуются электромагнитным синхроноскопом, к которому подаются напряжения генератора и сети. Этот прибор работает на принципе вращающегося магнитного поля, и при $f_г \neq f_c$ его стрелка вращается с частотой $f_г - f_c$ в ту или иную сторону в зависимости от того, какая частота больше. При правильном моменте включения стрелка синхроноскопа обращена вертикально вверх.

При высоком напряжении приборы синхронизации включаются через трансформаторы напряжения. При этом необходимо позаботиться о том, чтобы фазировка (чередование фаз) этих трансформаторов была правильной.

Синхронизация генераторов является весьма ответственной операцией и требует от эксплуатационного персонала большого внимания. В особенности это важно в случае различных аварий, когда персонал работает в напряженной обстановке. В то же время именно при авариях необходима максимальная оперативность в производстве различных переключений и в синхронизации резервных или отключившихся во время аварий генераторов. Опыт показывает, что наибольшее число ошибочных действий персонала падает как раз на период аварий.

Для исключения ошибок персонала и облегчения его работы пользуются автоматическими синхронизаторами, которые осуществляют автоматическое регулирование $U_г$ и $f_г$ синхронизируемых генераторов в нужных направлениях и при достижении необходимых условий автоматически включают генераторы на параллельную работу. Однако подобные автоматические синхронизаторы также обладают недостатками (сложность, необходимость непрерывного и квалифицированного обслуживания и т. д.). К тому же во время аварий напряжение и частота в системе нередко беспрерывно

и быстро меняются и поэтому процесс синхронизации с помощью автоматических синхронизаторов сильно затягивается (до 5—10 мин и даже более), что с точки зрения ликвидации аварии крайне нежелательно. Вследствие сказанного в СССР в последние годы широко внедрен метод грубой синхронизации, или самосинхронизации.

Сущность метода самосинхронизации заключается в том, что генератор включается в сеть в невозбужденном состоянии ($U_г = 0$) при скорости вращения, близкой к синхронной (допускается отклонение до 2%). При этом отпадает необходимость в точном выравнивании частот, значения и фазы напряжений, благодаря чему процесс синхронизации предельно упрощается и возможность ошибочных действий исключается. После включения невозбужденного генератора в сеть немедленно включается ток возбуждения и генератор втягивается в синхронизм (т. е. его скорость достигает синхронной и становится $f_г = f_с$).

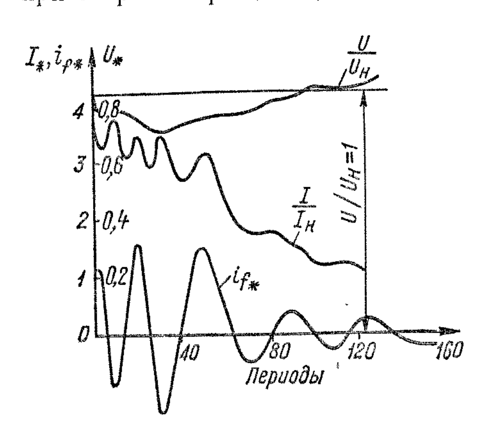


Рис. 35-4. Кривые изменения токов турбогенератора мощностью 100 МВт при включении в сеть методом самосинхронизации

При самосинхронизации неизбежно возникновение значительного толчка тока, так как включение невозбужденного генератора в сеть с напряжением $U_с$ эквивалентно внезапному короткому замыканию этого генератора при работе на холостом ходу с $E = U_с$. Однако толчок тока при самосинхронизации будет все же меньше, так как, кроме сопротивления генератора, в цепи будут действовать также сопротивления элементов сети (повышающие трансформаторы, линия и т. д.). Кроме того, включение генератора производится при включенном сопротивлении гашения поля, что также снижает значение ударного тока и способствует быстрому затуханию переходных токов.

По действующим в СССР правилам метод самосинхронизации можно применять в случаях, когда толчок тока не будет превышать $3{,}5\ I_н$. В большинстве случаев это условие выполняется. На рис. 35-4 представлены кривые, относящиеся к включению в сеть методом самосинхронизации турбогенератора мощностью 100 МВт.

§ 35-2. Синхронные режимы параллельной работы синхронных машин

Режим работы синхронной машины параллельно с сетью при синхронной скорости вращения называется синхронным.

Рассмотрим особенности этого режима подробнее, причем предположим для простоты, что сеть, к которой приключена рассматриваемая машина, является бесконечно мощной, т. е. в ней $U = \text{const}$ и $f = \text{const}$. Практически это означает, что суммарная мощность всех приключенных к этой сети синхронных генераторов настолько велика по сравнению с мощностью приключаемой машины, что изменение режима работы машины не влияет на напряжение и частоту сети.

Напряжение параллельно работающего генератора равно напряжению сети на зажимах генератора. Для простоты предположим также, что включаемая на параллельную работу машина является неявнополюсной и сопротивление якоря $r_a = 0$. Тогда, согласно диаграмме рис. 33-4, ток якоря машины определяется простой зависимостью

$$\dot{I} = \frac{\dot{E} - \dot{U}}{jx_d} = \frac{\Delta\dot{U}}{jx_d}. \quad (35\text{-}2)$$

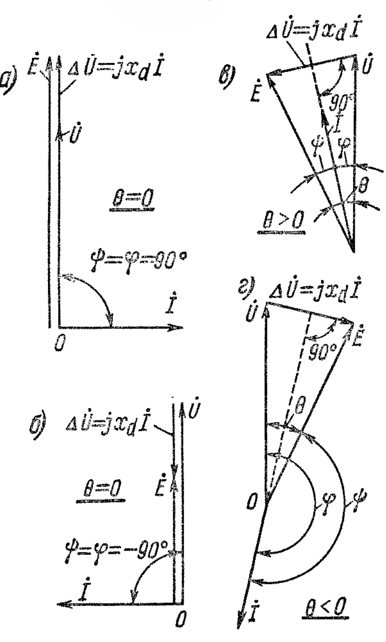


Рис. 35-5. Векторные диаграммы неявнополюсной синхронной машины при работе в режиме компенсатора (*а*, *б*), генератора (*в*) и двигателя (*г*)

Изменение реактивной мощности. Режим синхронного компенсатора. Предположим, что при включении на параллельную работу изложенные в § 35-1 условия синхронизации возбужденного генератора были соблюдены в точности, т. е. $\dot{U}_г = \dot{U}_с$ или $\dot{E} = \dot{U}_с = \dot{U}$. Тогда, согласно равенству (35-2), $\dot{I} = 0$, т. е. машина не примет на себя никакой нагрузки.

Предположим теперь, что ток возбуждения после синхронизации был увеличен и поэтому $\dot{E} > \dot{U}$. Тогда (рис. 35-5, *а*) возникает ток $\dot{I}$ [см. равенство (35-2)], отстающий от $\Delta\dot{U}$, а также от $\dot{E}$ и $\dot{U}$ на 90°. Машина, таким образом, будет отдавать в сеть чисто индуктивный ток и реактивную мощность. Если ток возбуждения уменьшить,

так что $\dot{E} < \dot{U}$ (рис. 35-5, *б*), то ток $\dot{I}$ также будет отставать от $\Delta\dot{U}$ на 90°, но будет опережать $\dot{E}$ и $\dot{U}$ на 90°, т. е. машина будет отдавать в сеть емкостный ток и потреблять из сети реактивную мощность.

Таким образом, изменение тока возбуждения синхронной машины вызовет в ней только реактивные токи или изменение реактивного тока и реактивной мощности. При $E > U$ синхронная машина называется п е р е в о з б у ж д е н н о й, а при $E < U$ — н е д о в о з б у ж д е н н о й. При равенстве активной мощности нулю перевозбужденная синхронная машина по отношению к сети эквивалентна емкости, а недовозбужденная — индуктивности.

Синхронная машина, не несущая активной нагрузки и загруженная реактивным током, называется с и н х р о н н ы м к о м п е н с а т о р о м. Такие компенсаторы применяются для повышения коэффициента мощности и поддержания нормального уровня напряжения в сетях.

Если, например, такой компенсатор установить в районе большой промышленной нагрузки и перевозбудить его, то он будет снабжать асинхронные двигатели промышленных предприятий реактивной мощностью, питающая сеть и генераторы электрических станций будут полностью или частично разгружены от этой мощности, коэффициент мощности генераторов и сети повысится, потери мощности и падения напряжения в них уменьшатся и напряжение сети у потребителей сохранится на нормальном уровне.

Изменение активной мощности. Режимы генератора и двигателя.

Из сказанного выше следует, что изменение тока возбуждения не вызывает появления активной нагрузки или ее изменения. Чтобы включенная на параллельную работу машина приняла на себя активную нагрузку и работала в режиме генератора, необходимо увеличить движущий механический вращающий момент на валу, увеличив, например, поступление воды или пара в турбину.

Тогда равенство моментов на валу нарушится, ротор генератора, а следовательно, и вектор э. д. с. генератора $\dot{E}$ забегут вперед на некоторый угол θ (рис. 35-5, *в*). При этом возникает ток $\dot{I}$ [см. равенство (35-2)], отстающий, как и ранее, от $\Delta\dot{U} = \dot{E} - \dot{U}$ на 90°. Но, как следует из рис. 35-5, *в*, в данном случае $-90° < \varphi < 90°$ и

$$P = mUI\cos\varphi > 0,$$

т. е. машина отдает в сеть активную мощность.

Если, наоборот, притормозить ротор машины, создав на его валу механическую нагрузку, то э. д. с. $\dot{E}$ отстанет от $\dot{U}$ на некоторый угол θ, ток $\dot{I}$ будет отставать от $\dot{U}$ на угол $90° < \varphi < 270°$. При этом мощность машины $P = mUI\cos\varphi < 0$ и машина будет работать в режиме двигателя, потребляя активную мощность из сети (рис. 35-5, *г*).

Как следует из рис. 35-5, *в* и *г*, у генератора вектор $\dot{U}$ отстает от вектора $\dot{E}$, а у двигателя — наоборот. Угол нагрузки θ в первом случае будем считать положительным, а во втором — отрицательным.

Характер магнитного поля в зазоре между статором и ротором в режимах генератора и двигателя изображен на рис. 35-6. У генератора ось полюсов сдвинута относительно оси потока на поверхности статора на угол θ_δ (см. рис. 33-1 и 33-4) вперед, по направлению вращения ($\theta_\delta > 0$), а у двигателя — против направления вращения ($\theta_\delta < 0$). Угол θ_δ можно назвать в н у т р е н н и м у г л о м н а г р у з к и. Образование электромагнитного вращающего момента M и направление его действия согласно рис. 35-6 можно объяснить также тяжением магнитных линий.

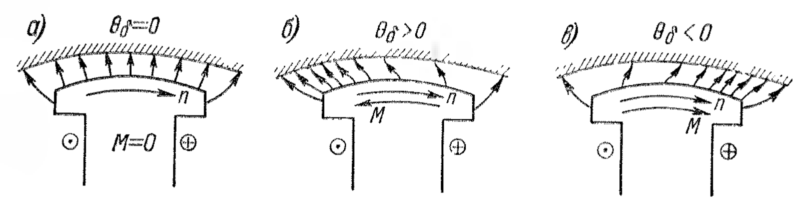


Рис. 35-6. Характер магнитного поля в воздушном зазоре при работе синхронной машины на холостом ходу (*а*), в режиме генератора (*б*) и двигателя (*в*)

Преобразование энергии в синхронных машинах нормальной конструкции, с вращающимся индуктором и возбудителем на общем валу, иллюстрируется энергетическими диаграммами рис. 35-7, где $p_{мх}$ — механические потери, $p_в$ — потери на возбуждение синхронной машины, включая потери в возбудителе, $p_д$ — добавочные потери от высших гармоник поля в стали статора и ротора, $p_{мг}$ — основные магнитные потери и $p_{эл}$ — электрические потери в обмотке якоря. Для генератора P_1 — потребляемая с вала механическая мощность и P_2 — отдаваемая в сеть электрическая мощность, а для двигателя P_1 — потребляемая из сети электрическая мощность и P_2 — развиваемая на валу механическая мощность. Электромагнитная мощность $P_{эм}$ передается с помощью магнитного поля с ротора на статор в режиме генератора и в обратном направлении — в режиме двигателя. Добавочные потери покрываются за счет механической мощности на роторе. Механические потери возбудителя включаются в потери $p_{мх}$.

Весьма важно отметить, что при изменении движущего или тормозного механического момента на валу синхронная машина обладает свойствами саморегулирования и способностью до известных пределов сохранять синхронизм с сетью, т. е. синхронное вращение с другими синхронными машинами, приключенными к этой сети. Например, при приложении к валу положительного вращающего момента $M_{ст}$ ротор будет ускоряться и угол нагрузки будет расти от нуля (рис. 35-5, *в*). Вместе с тем машина начинает нагружаться активной мощностью P и развивать тормозной электромагнитный момент M. При этом величины θ, P и M будут расти до тех пор, пока не наступит равновесие моментов $M_{ст} = M$ на валу. Одновременно с этим восстановится также баланс между потребляемой с вала механической мощностью, отдаваемой в сеть электрической мощностью и потерями в машине. В случае приложения к валу тормозного момента $M_{ст}$ (рис. 35-5, *г*) угол θ будет расти по абсолютной величине также до тех пор, пока не восстановится равновесие моментов на валу и баланс мощностей.

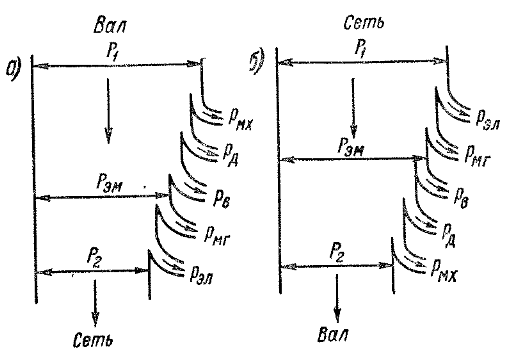


Рис. 35-7. Энергетические диаграммы синхронного генератора (*а*) и двигателя (*б*)

Все изложенное выше действительно также для явнополюсной машины с той лишь разницей, что диаграммы рис. 35-5, *в* и *г* будут несколько сложнее.

На рис. 35-5, *в* и *г* $E = U$. Как видно из этих рисунков, при этом ток I будет иметь также некоторую реактивную составляющую. Если изменить ток возбуждения так, что будет $E \lessgtr U$, то при сохранении активной мощности это вызовет изменение реактивного тока и реактивной мощности (см., например, рис. 33-1, 33-2 и 33-4).

Параллельная работа синхронных генераторов на сеть ограниченной мощности. В ряде случаев мощность отдельного генератора составляет значительную часть мощности всех генераторов системы. В других случаях станция с несколькими генераторами соединена с мощной системой через длинную линию передачи. Хотя в этих условиях установленные выше общие положения также сохраняются в силе, однако при этом изменение режима работы одного генератора оказывает все же заметное влияние на режим работы других генераторов.

Для выяснения особенностей параллельной работы в этих условиях допустим, что параллельно на общую сеть работают два генератора одинаковой мощности, снабжая электроэнергией группу потребителей (см. рис. 35-2). Если, например, увеличить одновременно токи возбуждения i_{f1}, i_{f2} этих генераторов, то напряжение U обоих генераторов и всей сети возрастет. При увеличении U в общем случае возрастет также реактивная мощность потребителей, например асинхронных двигателей. При $i_{f1} = i_{f2}$ эта мощность распределится поровну между обоими генераторами.

Если увеличить только i_{f1}, то U также возрастет, но в меньшей степени. В то же время реактивная мощность генератора *Г1* увеличится, а генератора *Г2* — уменьшится. При увеличении i_{f1} для сохранения $U = \text{const}$ ток i_{f2} другого генератора нужно уменьшить. При этом реактивная мощность генератора *Г1* возрастет, а генератора *Г2* — уменьшится.

Таким образом, в системе ограниченной мощности для повышения напряжения сети необходимо увеличивать токи возбуждения всех генераторов, а для перераспределения общей реактивной мощности между отдельными генераторами при $U = \text{const}$ нужно токи возбуждения одних генераторов увеличивать, а других — уменьшать.

Если увеличить вращающие моменты или мощности первичных двигателей всех генераторов в системе ограниченной мощности, то скорость вращения этих двигателей и частота сети будут возрастать. При этом повысится также мощность потребителей, например, в результате повышения скорости вращения асинхронных двигателей. Повышение частоты будет происходить до тех пор, пока не наступит баланс мощностей между первичными двигателями и потребителями с учетом потерь в генераторах и сети. Для сохранения $f = \text{const}$ при увеличении мощности первичного двигателя одного генератора мощность первичного двигателя второго нужно уменьшить. При этом происходит перераспределение активных мощностей.

При недостатке генерируемой активной мощности в системе частота f будет падать, что нарушит нормальное энергоснабжение потребителей. При недостатке генерируемой реактивной мощности в системе (невозможность поддерживать на необходимом уровне реактивную мощность генераторов электростанций и синхронных компенсаторов во избежание перегрузки их током) напряжение системы будет падать, при определенных условиях даже катастрофически (так называемая лавина напряжения). Поэтому сохранение баланса реактивных мощностей в системе не менее важно, чем сохранение баланса активных мощностей.

§ 35-3. Угловые характеристики мощности синхронных машин

Вывод формулы угловой характеристики активной мощности. Как было установлено выше, мощность синхронной машины P зависит от угла нагрузки θ между векторами э. д. с. $\dot{E}$ и напряжения $\dot{U}$ машины. Зависимость $P = f(\theta)$ при $E = \text{const}$ и $U = \text{const}$ называется *угловой характеристикой активной мощности синхронной машины*. Изучение этой зависимости позволяет выяснить ряд важных свойств синхронной машины. Выведем математическое выражение для угловой характеристики мощности, приняв $r_a = 0$, так как это сопротивление весьма мало влияет на вид угловой характеристики.

Спроецируем на рис. 33-3 векторы э. д. с., напряжений и падений напряжения на направление вектора $\dot{E}$ и на направление, перпендикулярное ему. Тогда получим

$$E = x_d I_d + U \cos\theta; \quad x_q I_q = U \sin\theta,$$

откуда

$$I_d = \frac{E - U\cos\theta}{x_d}; \quad I_q = \frac{U \sin\theta}{x_q}. \tag{35-3}$$

Учитывая, что, согласно рис. 33-3, $\varphi = \psi - \theta$, для мощности генератора имеем

$$P = mUI\cos\varphi = mUI\cos(\psi - \theta) = mU(I\cos\psi\cos\theta + I\sin\psi\sin\theta) = mU(I_q\cos\theta + I_d\sin\theta).$$

Заменив здесь I_d и I_q по формулам (35-3), получим

$$P = \frac{mU^2}{x_q}\sin\theta\cos\theta + \frac{mEU}{x_d}\sin\theta - \frac{mU^2}{x_d}\sin\theta\cos\theta$$

или

$$P = \frac{mEU}{x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \tag{35-4}$$

Равенство (35-4) и является искомым математическим выражением угловой характеристики мощности, согласно которому $P = f(E, U, \theta, x_d, x_q)$. Электромагнитный момент $M = P/\Omega = pP/\omega$ пропорционален мощности P, и поэтому зависимость $M = f(E, U, \theta, x_d, x_q)$ имеет подобный же вид.

В выражение (35-4) необходимо подставлять насыщенные значения x_d и x_q, соответствующие результирующей э. д. с. E_δ при данном режиме, и значение E по спрямленной насыщенной х. х. х., соответствующей этому же значению E_δ. Учитывая, что значение $x_{\sigma a} I$ относительно мало, можно принять $E_\delta \approx U$. Равенством (35-4) можно пользоваться также тогда, когда под U понимается напряжение не на зажимах машины, а в какой-нибудь более удаленной точке линии, соединенной с машиной (например, за повышающим трансформатором, на приемном конце линии и т. д.). В этом случае в значения x_d и x_q нужно включить также индуктивное сопротивление линии до рассматриваемой точки. Угол нагрузки θ во всех случаях измеряется между э. д. с. от поля возбуждения генератора E и рассматриваемым напряжением U.

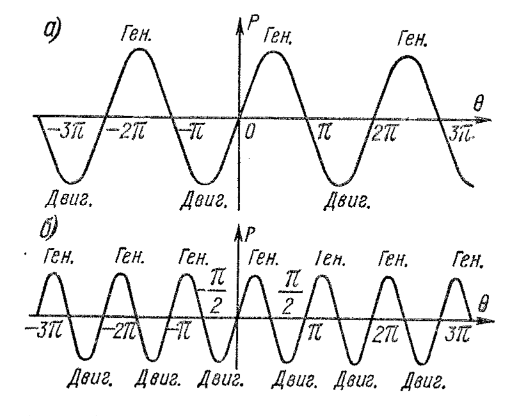


Рис. 35-8. Угловые характеристики активной (*а*) и реактивной (*б*) мощности неявнополюсной синхронной машины

Неявнополюсная машина. Понятие о статической устойчивости. Далее будем предполагать, что машина работает параллельно с сетью бесконечной мощности и поэтому $U = \text{const}$, $f = \text{const}$ и ток возбуждения генератора не изменяется. Для простоты предположим также, что $\mu_c = \text{const}$ и, следовательно, $x_d = \text{const}$ и $x_q = \text{const}$.

У неявнополюсной машины $x_q = x_d$ и на основании выражения (35-4)

$$P = \frac{mEU}{x_d}\sin\theta. \tag{35-5}$$

При указанных предположениях $P = f(\theta)$, согласно равенству (35-5), представляет собой синусоиду (рис. 35-8, *а*). Полуволны $P > 0$ соответствуют генераторному режиму работы и полуволны $P < 0$ — двигательному. Как следует из рис. 35-8, *а*, при беспрерывном изменении θ синхронная машина попеременно переходит из генераторного режима работы в двигательный и обратно. Такое изменение θ означает, что ротор машины вращается несинхронно — несколько быстрее или несколько медленнее поля реакции якоря. Зависимость $P = f(\theta)$ на рис. 35-8, *а* при этом действительна только при бесконечно медленном изменении θ, когда в результате несинхронного вращения ротора в цепях индуктора не индуктируется никаких токов.

Изменение угла θ на 2π означает, что ротор машины передвинулся относительно поля статора на два полюса. Режим работы машины при этом, как это ясно из физических соображений, равенств (35-4), (35-5) и рис. 35-8, *а*, не изменяется. Поэтому достаточно рассмотреть угловую характеристику в пределах $-\pi \leqslant \theta \leqslant \pi$. Диапазон $-\pi \leqslant \theta \leqslant 0$ соответствует двигательному, а диапазон $0 \leqslant \theta \leqslant \pi$ — генераторному режиму. Так как полупериоды синусоидальной кривой симметричны, то свойства синхронной машины в двигательном и генераторном режимах аналогичны. Поэтому ниже рассмотрим режим генератора (рис. 35-9).

Согласно рис. 35-9, при увеличении P от нуля угол θ будет расти от $\theta = 0$ и при критическом угле нагрузки $\theta_{кр} = 90°$ достигается максимальная мощность $P = P_m$, которую способен развить генератор. На основании выражения (35-5) для неявнополюсной машины

$$P_m = \frac{mEU}{x_d}. \tag{35-6}$$

Как видно из равенства (35-6), P_m тем больше, чем больше E или ток возбуждения машины, чем больше U и чем меньше x_d. По этой причине с целью уменьшения x_d в синхронных машинах зазор выполняется больше, чем в асинхронных машинах.

Рис. 35-9. Угловая характеристика активной мощности неявнополюсного синхронного генератора

В установившемся режиме работы генератора механическая мощность $P_{п.д}$, развиваемая первичным двигателем, равна электрической мощности P, отдаваемой генератором в сеть, т. е. $P_{п.д} = P$. При этом под $P_{п.д}$ следует понимать мощность первичного двигателя за вычетом механических и магнитных потерь в генераторе (при $r_a = 0$ электрические потери в якоре равны нулю). Мощность $P_{п.д}$ не зависит от угла θ и поэтому изображена на рис. 35-9 горизонтальной прямой, которая пересекается с характеристикой электрической мощности $P = f(\theta)$ в точках *1* и *2*. В этих точках $P_{п.д} = P$, и, следовательно, обе они могли бы соответствовать нормальному установившемуся режиму работы. Однако устойчивой является только работа в точке *1*.

Действительно, если при работе в точке *1* рис. 35-9 в результате небольшого случайного преходящего возмущения угол θ увеличится на $\Delta\theta$, то электрическая мощность генератора превысит мощность первичного двигателя на ΔP. Вследствие этого на валу будет действовать избыточный тормозной электромагнитный момент

$$\Delta M = \Delta P/\Omega = p\,\Delta P/\omega \tag{35-7}$$

и ротор генератора будет притормаживаться. Угол θ будет уменьшаться, и восстановится устойчивый установившийся режим работы в точке *1*. Если при работе в точке *1* угол θ в результате случайного возмущения уменьшится, то при прекращении действия этого возмущения генератор также вернется в режим работы в точке *1*.

Если же при работе в точке *2* рис. 35-9 угол θ увеличится на $\Delta\theta$, то мощность генератора будет на ΔP меньше мощности турбины, ротор будет ускоряться, угол θ возрастет еще больше и т. д. В результате генератор выйдет из синхронизма или при благоприятных условиях перейдет в устойчивый режим работы на последующих положительных полуволнах кривой рис. 35-8, *а* после «проскальзывания» ротора на четное число полюсных делений. Если же при работе в точке *2* угол θ уменьшится, то вследствие нарушения баланса мощностей этот угол будет уменьшаться и далее, пока этот баланс не восстановится в точке *1*.

Таким образом, работа неявнополюсного генератора устойчива в области $0 < \theta < 90°$ и неустойчива в области $90° < \theta < 180°$.

Аналогичным образом можно установить, что неявнополюсный синхронный двигатель работает устойчиво в области $0 > \theta > -90°$.

Рассмотренные здесь вопросы относятся к области так называемой **статической устойчивости синхронной машины**.

Режим работы определенной установки называется **статически устойчивым**, если при наличии весьма небольших возмущений режима работы (небольшое изменение U, $P_{п.д}$, i_f и т. д.) изменения режима работы (значения θ, P и т. д.) также будут небольшими и по прекращении действия этих возмущений восстановится прежний режим работы. Из сказанного выше следует, что режим работы синхронной машины статически устойчив, если

$$\Delta P/\Delta\theta > 0, \tag{35-8}$$

и неустойчив, если

$$\Delta P/\Delta\theta < 0. \tag{35-9}$$

Невозбужденная явнополюсная машина. Если $i_f = 0$, то и $E = 0$, так как в нормальных машинах э. д. с. от остаточного магнитного потока пренебрежимо мала. В этом случае на основании выраже-

ния (35-4)

$$P = \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (35\text{-}10)$$

Зависимость $P = f(\theta)$, согласно равенству (35-10), представляет собой синусоиду с удвоенной частотой (рис. 35-8, *б*).

Из равенства (35-10) и рис. 35-8, *б* следует, что явнополюсная машина в состоянии развивать мощность при синхронном режиме работы также без возбуждения. Устойчивая работа в режиме генератора происходит при $0 < \theta < 45°$, в режиме двигателя — при $-45° < \theta < 0°$. Пределу устойчивой работы соответствует $\theta_{кр} = \pm 45°$ вместо $\theta_{кр} = \pm 90°$ в предыдущем случае.

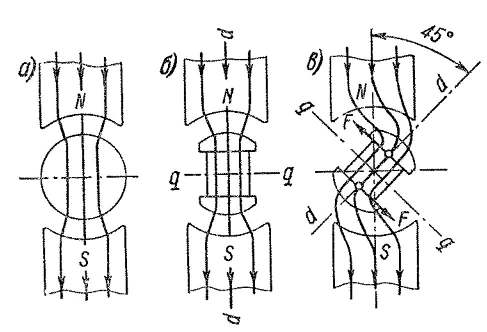


Рис. 35-10. Картины магнитного поля невозбужденной синхронной машины

В рассматриваемом случае в машине существует только поток реакции якоря. При цилиндрическом роторе (рис. 35-10, *а*), когда $x_d = x_q$, положение ротора относительно вращающегося поля реакции якоря безразлично, поэтому машина не развивает электромагнитного момента и мощности. В явнополюсной машине ротор стремится занять по отношению к вращающемуся полю положение, при котором сопротивление магнитному потоку и энергия магнитного поля минимальны. Если при этом приложенный к валу момент $M_{ст} = 0$, то $\theta = 0$ (рис. 35-10, *б*) и электромагнитный момент, действующий на ротор, также равен нулю. При этом, согласно равенству (35-10), также $P = 0$. Если вал нагружен внешним моментом, то положение ротора относительно поля смещается, $\theta \neq 0$ и в машине развиваются электромагнитный момент и активная мощность (рис. 35-10, *в*). Так как сам ротор не намагничен, то поворот ротора относительно поля на 180° не приводит к изменению режима, как это и следует из рис. 35-8, *б*.

У невозбужденной явнополюсной машины электромагнитный момент развивается исключительно вследствие действия поля реакции якоря при наличии неравномерности воздушного зазора ($x_d \neq x_q$) и называется поэтому р е а к т и в н ы м (см. также § 25-4).

Реактивный режим работы может возникнуть, например, в случае, когда при параллельной работе с сетью явнополюсный генератор по какой-либо причине теряет возбуждение (неисправность возбудителя, ложное срабатывание автомата гашения поля и т.д.) и был при этом слабо загружен. Последнее обстоятельство суще-

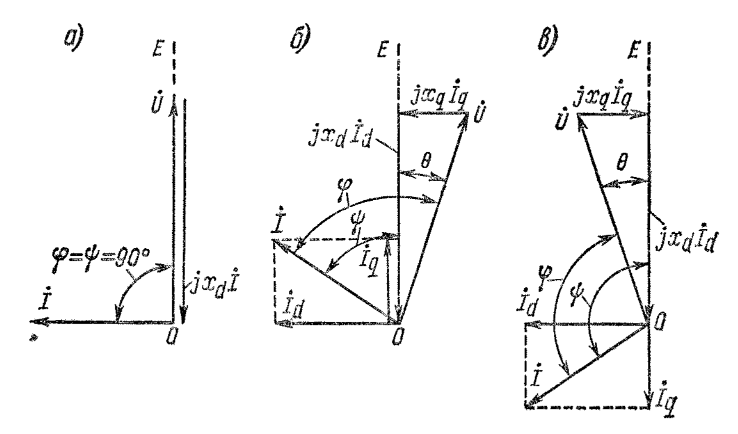


Рис. 35-11. Векторные диаграммы реактивной синхронной машины при работе на холостом ходу (*а*), в режиме генератора (*б*) и двигателя (*в*)

ственно потому, что предельная мощность, которую может развить генератор в этом режиме, невелика. Действительно, по формуле (35-10) в относительных единицах получим

$$P_* = \frac{P}{S_н} = \frac{P}{mU_нI_н} = \frac{U_*^2}{2}\left(\frac{1}{x_{q*}} - \frac{1}{x_{d*}}\right)\sin 2\theta. \qquad (35\text{-}11)$$

Если $U_* = 1$, $x_{d*} = 1{,}1$ и $x_{q*} = 0{,}75$, то

$$P_* = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{0{,}75} - \frac{1}{1{,}1}\right)\sin 2\theta = 0{,}212 \sin 2\theta,$$

т. е. $P_{m*} = 0{,}212$.

Машина в этом режиме потребляет большой реактивный ток для создания магнитного поля. На холостом ходу ($\theta = 0$)

$$I = U/x_d$$

и, например, при $U_* = 1$ и $x_{d*} = 1{,}1$ будет $I_* = 0{,}91$.

Строятся также синхронные двигатели малой мощности, лишенные обмотки возбуждения и называемые реактивными (см. § 41-3).

На рис. 35-11 изображены векторные диаграммы явнополюсной машины при работе без возбуждения, причем штриховой линией показано направление э. д. с. E, которая индуктировалась бы при наличии возбуждения. При этом, как и в гл. 33, на диаграммах представлены токи, отдаваемые машиной в сеть. В соответствии с этим на рис. 35-11, как и в режиме недовозбуждения ($E<U$), ток опережает напряжение.

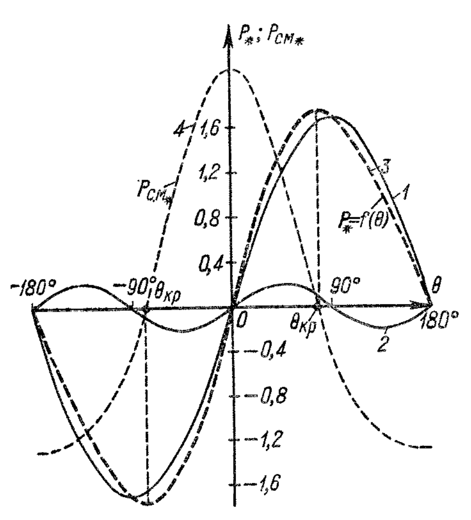


Рис. 35-12. Угловая характеристика активной мощности возбужденного явнополюсного генератора при $E_* = 1{,}87$, $U_* = 1$, $x_{d*} = 1{,}1$, $x_{q*} = 0{,}75$

Возбужденная явнополюсная машина. В этом случае оба члена равенства (35-4) отличны от нуля и машина развивает мощность как за счет электромагнитного момента, создаваемого с участием потока возбуждения, так и за счет реактивного электромагнитного момента. На рис. 35-12 изображены кривые *1* и *2* обеих составляющих мощности и кривая *3* суммарной мощности.

Максимальная мощность и предел устойчивости работы в данном случае наступают при критическом угле $\theta_{кр}$, значение которого определяется равенством

$$\cos\theta_{кр} = \frac{\sqrt{A^2-8B^2}-A}{4B}, \qquad (35\text{-}12)$$

где

$$A = \frac{mEU}{x_d}; \quad B = mU^2\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right). \qquad (35\text{-}13)$$

В относительных единицах вместо (35-4) имеем

$$P_* = \frac{E_*U_*}{x_{d*}}\sin\theta + \frac{U_*^2}{2}\left(\frac{1}{x_{q*}}-\frac{1}{x_{d*}}\right)\sin 2\theta. \qquad (35\text{-}14)$$

У генератора с $x_{d*} = 1{,}1$, $x_{q*} = 0{,}75$ и $\cos\varphi_н = 0{,}8$ (инд.) при номинальной нагрузке ($U_* = 1$, $I_* = 1$) э. д. с. от потока возбуждения $E_* = 1{,}87$ и $\theta_н = 22°27'$, что можно установить путем построения векторной диаграммы. Таким образом, в этом случае

$$P_{н*} = \frac{1{,}87\cdot 1}{1{,}1}\sin 22°27' + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{0{,}75}-\frac{1}{1{,}1}\right)\sin 2\cdot 22°27' =$$
$$= 1{,}7\cdot 0{,}382 + 0{,}212\cdot 0{,}706 = 0{,}65 + 0{,}15 = 0{,}8.$$

Вторая составляющая мощности в данном случае равна 19% от всей мощности. Таким образом, в нормальных режимах работы эта составляющая сравнительно мала. У генератора с приведенными данными при $E_* = 1{,}87$ и $U_* = 1$ критический угол нагрузки $\theta_{кр} = 77°$ и предельная мощность $P_{m*} = 1{,}75$, т. е. примерно в два раза больше номинальной активной мощности ($P_{н*} = 0{,}8$).

Угловая характеристика реактивной мощности. Наряду с рассмотренными выше характеристиками активной мощности представляют интерес также угловые характеристики реактивной мощности Q.

Реактивная мощность

$$Q = mUI\sin\varphi = mUI\sin(\psi-\theta) =$$
$$= mU(I\sin\psi\cos\theta - I\cos\psi\sin\theta) = mU(I_d\cos\theta - I_q\sin\theta).$$

Подставив сюда I_d и I_q из (35-3) и заменив $\cos^2\theta$ и $\sin^2\theta$ функциями двойного угла, получим

$$Q = \frac{mEU}{x_d}\cos\theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta - \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q}+\frac{1}{x_d}\right). \qquad (35\text{-}15)$$

Так как косинус — функция четная, то при прочих равных условиях эта характеристика для режимов генератора и двигателя одинакова.

Кривая $Q_* = f(\theta)$ по формуле (35-15) для перевозбужденной синхронной машины при $E_* = 1{,}87$, $U_* = 1$, $x_{d*} = 1{,}1$, $x_{q*} = 0{,}75$ изображена на рис. 35-13. Из этой кривой видно, что если при $\theta = 0$ генератор отдает в сеть реактивную мощность, то с увеличением θ величина Q начинает падать и при некотором θ изменяет знак, т. е. машина начинает потреблять реактивную мощность из сети. Это является следствием того, что при $E = \text{const}$ и $U = \text{const}$ в случае увеличения активной нагрузки вектор $\dot I$ непрерывно поворачивается против часовой стрелки и при некотором θ начинает опережать $\dot U$. Такой характер изменения $\dot I$ следует из рассмотрения векторных диаграмм рис. 33-2, 33-3 и др.

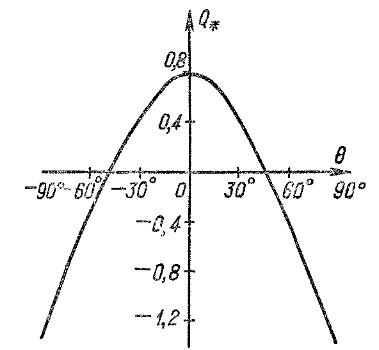


Рис. 35-13. Угловая характеристика реактивной мощности явнополюсного генератора

Полученные выше выражения угловых характеристик дают правильные результаты, если в них подставляются насыщенные значения параметров. Поскольку эти значения в большинстве случаев неизвестны, то расчеты часто выполняются при подстановке

ненасыщенных значений параметров. При этом значения максимальной мощности получаются заниженными на 8—12%, а значения углов $\theta_{кр}$ — завышенными на 8—15%. Значение угла θ при $P = P_н$ также получается завышенным.

§ 35-4. Синхронизирующая мощность, синхронизирующий момент и статическая перегружаемость синхронных машин

Синхронизирующая мощность и синхронизирующий момент. В § 35-3 было выяснено, что в определенных пределах значений угла нагрузки θ синхронная машина способна сохранять синхронный режим работы. Это обусловлено тем, что при отклонении угла θ от своего устойчивого установившегося значения на некоторую величину $\Delta\theta$ возникает разность ΔP между подводимой к машине мощностью и отдаваемой ею мощностью (рис. 35-9), под воздействием которой устойчивое состояние работы восстанавливается. Мощность ΔP поэтому называется *синхронизирующей мощностью*. Этой мощности, согласно выражению (35-7), соответствует электромагнитный момент ΔM, под воздействием которого ротор несколько ускоряется или замедляется и тем самым возвращается в равновесное положение. Момент ΔM поэтому также называется синхронизирующим.

Если отклонение $\Delta\theta$ мало, то ΔP и ΔM пропорциональны $\Delta\theta$ (см. рис. 35-9):

$$\Delta P = P_{с.м}\Delta\theta; \quad \Delta M = M_{с.м}\Delta\theta, \tag{35-16}$$

где $P_{с.м}$ и $M_{с.м}$ — соответственно коэффициенты синхронизирующей мощности и синхронизирующего момента. Согласно равенствам (35-16),

$$P_{с.м} = \Delta P/\Delta\theta; \quad M_{с.м} = \Delta M/\Delta\theta$$

или при переходе к пределу

$$P_{с.м} = \frac{\partial P}{\partial\theta}; \quad M_{с.м} = \frac{\partial M}{\partial\theta}. \tag{35-17}$$

На основании выражений (35-4) и (35-17)

$$P_{с.м} = \frac{mEU}{x_d}\cos\theta + mU^2\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta; \tag{35-18}$$

$$M_{с.м} = \frac{mEU}{\Omega_с x_d}\cos\theta + \frac{mU^2}{\Omega_с}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta. \tag{35-19}$$

Для неявнополюсной ($x_q = x_d$) и реактивной ($E = 0$) машин выражения (35-18) и (35-19) соответственно упрощаются.

Кривые $P_{с.м}$ по формуле (35-18) изображены на рис. 35-9 и 35-12 штриховыми линиями. Как следует из этих рисунков и неравенства (35-8), режим работы синхронной машины устойчив, когда $P_{с.м} > 0$ и $M_{с.м} > 0$. Положительный знак этих коэффициентов поэтому является одним из критериев устойчивости статического режима работы. С другой стороны, очевидно, что синхронизирующие электромагнитные силы при прочих равных условиях тем больше, чем больше $P_{с.м}$ и $M_{с.м}$. Поэтому из выражений (35-18) и (35-19) можно сделать вывод, что при различных возмущениях перевозбужденная синхронная машина ($E > U$) в большей степени способна сохранять устойчивый режим работы, чем недовозбужденная ($E < U$). На границе зоны устойчивой работы ($\theta = \theta_{кр}$) имеем $P_{с.м} = 0$ и $M_{с.м} = 0$.

Статическая перегружаемость. Когда мощность синхронной машины $P = 0$, также $\theta = 0$. При увеличении P растет также θ, и при $\theta = \theta_{кр}$ мощность достигает максимального значения $P = P_m$. При дальнейшем увеличении механической мощности на валу машина выйдет из синхронизма и ее ротор будет вращаться асинхронно, с некоторым скольжением s относительно поля статора (поля реакции якоря). У двигателя скорость ротора будет меньше синхронной ($s > 0$) и у генератора — больше синхронной ($s < 0$). Подобный асинхронный режим является ненормальным и недопустим, так как он опасен для машины и нарушает нормальную работу сети, машин и механизмов, соединенных с синхронной машиной. Поэтому при эксплуатации синхронных машин необходимо заботиться о том, чтобы их устойчивая синхронная работа была в достаточной степени обеспечена.

При работе синхронные машины могут подвергаться кратковременным перегрузкам. Кроме того, вследствие уменьшения напряжения, например, при коротких замыканиях в сети максимальная мощность P_m, которую способна развивать машина, снижается [см. равенство (35-6) и др.]. Поэтому необходимо, чтобы машина имела достаточный запас мощности, т. е. чтобы значение P_m было достаточно велико.

Статистическая перегружаемость синхронной машины $k_п$ характеризуется отношением P_m при $U = U_н$ и $i_f = i_{fн}$ к номинальной мощности $P_н$:

$$k_п = P_m/P_н = M_m/M_н. \tag{35-20}$$

Величина $k_п$ тем больше, чем меньше угол $\theta_н$ при номинальной нагрузке. Обычно $\theta_н = 20 \div 35°$.

Номинальная мощность

$$P_н = mU_н I_н \cos\varphi_н = S_н \cos\varphi_н = \frac{mU_н^2}{z_н}\cos\varphi_н. \qquad (35\text{-}21)$$

Положим в выражении (35-6) $U = U_н$ и $E = E_н$, где $E_н$ — э. д. с. от поля возбуждения при номинальной нагрузке. Тогда на основании выражений (35-6), (35-20) и (35-21) для неявнополюсной машины

$$k_п = \frac{E_{н*}}{x_{d*}}\frac{1}{\cos\varphi_н}. \qquad (35\text{-}22)$$

В равенство (35-22) можно подставлять как насыщенные, так и ненасыщенные значения $E_н$ и x_d, так как их отношения ввиду относительной малости $x_{\sigma a}$ практически одинаковы.

Так как $I_{н*} = 1$, то

$$x_{d*} = x_{d*} I_{н*} = E_{к*},$$

где $E_к$ — э. д. с., индуктируемая током возбуждения $i_f = i_{fк}$ при установившемся трехфазном коротком замыкании, когда $I = I_н$. Поскольку э. д. с. $E_н$ и $E_к$, кроме того, пропорциональны $i_{fн}$ и $i_{fк}$, то

$$E_{н*}/x_{d*} = E_{н*}/E_{к*} = i_{fн}/i_{fк}.$$

Рис. 35-14. Кривая коэффициента k, учитывающего влияние реактивного момента явнополюсной машины на статическую перегружаемость

Поэтому вместо (35-22) можно написать

$$k_п = \frac{i_{fн}}{i_{fк}}\frac{1}{\cos\varphi_н}, \qquad (35\text{-}23)$$

а на основании выражений (33-13) и (35-23) также

$$k_п = k_{о.к.з}\frac{i_{fн}}{i_{f0}\cos\varphi_н}, \qquad (35\text{-}24)$$

где i_{f0} — ток возбуждения при холостом ходе с $U = U_н$.

Наконец, на основании равенств (35-5) и (35-6) имеем также для неявнополюсной машины

$$k_п = 1/\sin\theta_н. \qquad (35\text{-}25)$$

Выражения (35-23) и (35-24) приводятся в ГОСТ 533—76 на турбогенераторы.

Согласно этому стандарту, статическая перегружаемость турбогенераторов мощностью до 300 МВт должна быть не менее $k_п = 1{,}7$, а для турбогенераторов мощностью 500—800 МВт — не менее $k_п = 1{,}6$. Как следует из изложенного, статическая перегружаемость турбогенераторов, как, впрочем, и явнополюсных машин, тем больше, чем больше их о. к. з., т. е. чем меньше x_{d*} или чем больше воздушный зазор.

Статическая перегружаемость явнополюсных машин также выражается равенствами (35-22) — (35-25), если в них вводится добавочный множитель k, который учитывает влияние второго члена равенства (35-4). Величина k при этом определяется графиком рис. 35-14, где

$$\varepsilon = \frac{x_{d*} - x_{q*}}{E_{н*}x_{q*}}. \qquad (35\text{-}26)$$

Статическая перегружаемость как явнополюсных, так и неявнополюсных синхронных двигателей с $\cos\varphi_н = 0{,}9$ (режим перевозбуждения), согласно ГОСТ 183—74, должна быть не менее $k_п = 1{,}65$. Статическая перегружаемость гидрогенераторов, согласно ГОСТ 5616—72, должна быть не ниже $k_п = 1{,}7$.

§ 35-5. Работа синхронной машины при постоянной мощности и переменном возбуждении

Как было выяснено в § 35-2, изменение тока возбуждения вызывает изменение только реактивных составляющих тока и мощности якоря. Рассмотрим теперь зависимость тока I от тока возбуждения i_f при $P = \text{const}$ в случае параллельной работы машины с сетью бесконечной мощности ($U = \text{const}$, $f = \text{const}$). Для простоты определим эту зависимость для неявнополюсной машины (рис. 35-15), так как получаемые при этом результаты характерны также для явнополюсной машины, причем будем рассматривать приведенные к обмотке якоря значения тока возбуждения.

Рис. 35-15. Упрощенная векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора

При $P = \text{const}$ активная составляющая тока $\dot{I}_a = \text{const}$. Поэтому на векторной диаграмме рис. 35-15 конец вектора $\dot{I}$ скользит по прямой AB. Если положить для простоты $x_{\sigma a} = 0$, то внутренняя э. д. с. $E_\delta = U = \text{const}$ и составляющая тока возбуждения

$i'_{f\delta}$, создающая результирующий поток Φ_δ, также постоянна. Полный ток возбуждения

$$i'_f = i'_{f\delta} - \dot{I}$$

легко определяется по диаграмме. Конец вектора i'_f находится в точке O', а его начало, очевидно, также скользит по прямой AB.

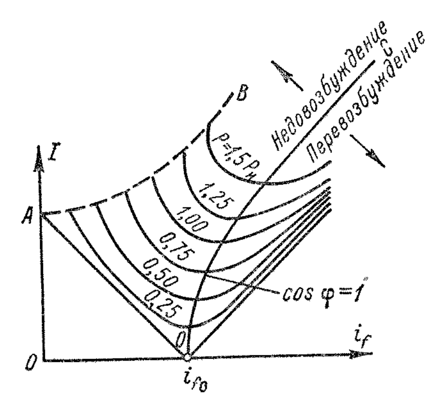


Рис. 35-16. U-образные характеристики синхронной машины

На рис. 35-15 сплошными линиями построена диаграмма токов для одного значения i'_f, а штриховыми линиями — несколько диаграмм для других значений i'_f. Концы векторов $\dot{I}$ и начала векторов i'_f располагаются в точках 1, 2, 3, 4 на прямой AB.

Из рис. 35-15 следует, что при непрерывном изменении i'_f ток I и $\cos\varphi$ также непрерывно изменяются, причем при некотором значении i'_f величина I минимальна и $\cos\varphi = 1$, а при увеличении i'_f (режим перевозбуждения) и уменьшении i'_f (режим недовозбуждения) против указанного значения i'_f значение тока I возрастает, так как растет его реактивная составляющая. Более точно зависимость $I = f(i'_f)$ можно определить путем построения точных векторных диаграмм.

На рис. 35-16 представлен характер зависимостей $I = f(i_f)$ при разных значениях $P = \text{const}$. Эти зависимости по виду называются также U-образными характеристиками. Минимальное значение I для каждой кривой определяет активную составляющую тока якоря I_a и мощность

$$P = mUI_a,$$

для которой построена данная кривая. Нижняя кривая соответствует $P = 0$, причем i_{f0} — значение тока возбуждения при $E = U$. Правые части кривых соответствуют перевозбужденной машине и отдаче в сеть индуктивного тока и реактивной мощности, а левые части — недовозбужденной машине, отдаче в сеть емкостного тока и потреблению реактивной мощности. Кривая $\varphi = 0$ или $\cos\varphi = 1$ отклоняется при увеличении мощности вправо, так как вследствие падения напряжения $x_{\sigma a}I$ возрастает значение E_δ и необходимый ток возбуждения при $\cos\varphi = 1$. Кривая OC на рис. 35-16, в сущности, является регулировочной характеристикой машины при $\cos\varphi = 1$ (см. рис. 33-11).

Точка A на рис. 35-16 соответствует холостому ходу невозбужденной машины. При этом из сети потребляется намагничивающий ток

$$I = U/x_d.$$

Угол нагрузки θ возрастает при движении вдоль кривых рис. 35-16 справа налево, так как, согласно равенству (35-4), при меньших i_f и E угол θ при $P = \text{const}$ увеличивается. Линия AB представляет собой границу устойчивости, на которой $\theta = \theta_{кр}$. При дальнейшем уменьшении i_f машина выпадает из синхронизма. U-образные характеристики генератора и двигателя практически не отличаются друг от друга.

Глава тридцать шестая

АСИНХРОННЫЕ РЕЖИМЫ И САМОВОЗБУЖДЕНИЕ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 36-1. Асинхронный режим невозбужденной синхронной машины

Предварительные замечания. В практике эксплуатации синхронных машин бывают случаи, когда отдельные машины выпадают из синхронизма и их роторы начинают вращаться относительно поля якоря (статора) асинхронно, с некоторым скольжением s. Это случается вследствие перегрузки машин, значительного падения напряжения в сети и потери возбуждения в результате каких-либо неисправностей в системе возбуждения или ошибочного срабатывания автомата гашения поля. Хотя невозбужденная явнополюсная машина может развивать в синхронном режиме определенную мощность за счет реактивного момента, обычно эта мощность является недостаточной для покрытия нагрузки, и поэтому явнополюсные машины при потере возбуждения чаще всего также выпадают из синхронизма.

При выпадении из синхронизма синхронная машина ведет себя подобно асинхронной, но ввиду различия конструкции ротора и наличия в общем случае тока возбуждения асинхронный режим синхронной машины имеет ряд особенностей.

Так как выпадение синхронных машин из синхронизма при авариях в энергосистемах происходит нередко, то выявление особен-

ностей асинхронного режима и выяснение рациональных способов восстановления нормальных режимов работы имеют существенное практическое значение.

Широко применяется асинхронный пуск синхронных двигателей и компенсаторов, когда невозбужденная машина приключается к сети и ее скорость достигает почти синхронной скорости подобно асинхронному двигателю.

Асинхронные режимы работы невозбужденной и возбужденной синхронной машины существенным образом отличаются друг от друга. Асинхронный режим возбужденной синхронной машины является более сложным, и его можно рассматривать как наложение асинхронного режима невозбужденной синхронной машины и режима установившегося короткого замыкания синхронного генератора.

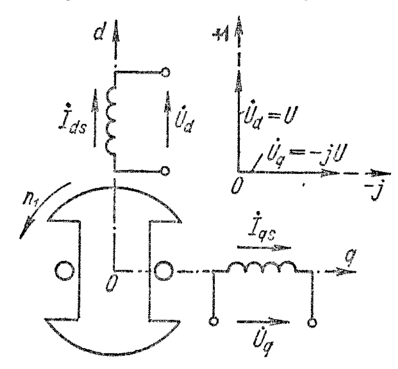


Рис. 36-1. Схема эквивалентной двухфазной синхронной машины при асинхронном режиме с заторможенным ротором

Рассмотрим в первую очередь установившийся асинхронный режим работы невозбужденной синхронной машины.

Схемы замещения и их параметры. Если бы ротор синхронной машины обладал магнитной и электрической симметрией, то работа этой машины в асинхронном режиме без возбуждения ничем не отличалась бы от работы нормальной асинхронной машины. Однако в общем случае такой симметрии нет, и поэтому требуется самостоятельное рассмотрение вопроса.

Пусть обмотка статора (якоря) трехфазной синхронной машины включена в сеть. Токи якоря при этом создают вращающееся поле, перемещающееся относительно несимметричного ротора со скоростью скольжения. Для анализа явлений при несимметричном роторе разложим вращающееся относительно него поле на два пульсирующих поля (см. § 22-2), одно из которых действует по продольной (d), а другое — по поперечной (q) оси ротора. Эти поля пульсируют со сдвигом по фазе на 90°, и частота их пульсации $f_2 = sf_1$. Кроме того, как и у асинхронной машины (см. § 24-2), рабочий процесс синхронной машины в асинхронном режиме можно привести к эквивалентному процессу при неподвижном роторе. Далее можно представить себе, что у такой машины с неподвижным ротором на статоре вместо трехфазной обмотки имеется эквивалентная двухфазная обмотка, причем одна фаза этой обмотки создает магнитный поток, пульсирующий по продольной оси, а другая фаза — поток, пульсирующий по

поперечной оси ротора (рис. 36-1), причем напряжения этих фаз $\dot{U}$ и $j\dot{U}$ сдвинуты по фазе на 90°. В подобной двухфазной системе взаимная индукция между фазами отсутствует и явления по осям d и q можно рассматривать независимо друг от друга. В результате вместо одной схемы замещения для симметричной асинхронной машины для синхронной машины получаем две схемы замещения (рис. 36-2) — одну для продольной и другую для поперечной оси.

При наличии успокоительной или пусковой обмотки (рис. 36-2, *а* и *б*) в схеме для продольной оси имеются две вторичные цепи, как и у двухклеточного асинхронного двигателя, а в схеме для поперечной оси — одна вторичная цепь. При отсутствии указанных обмоток (рис. 36-2, *в* и *г*) число вторичных цепей уменьшается на единицу. На схемах рис. 36-2 принято $r_a = 0$ и не учитываются потери в стали статора. При наличии в цепи возбуждения добавочного сопротивления (например, сопротивления гашения поля) его значение должно включаться в r_f.

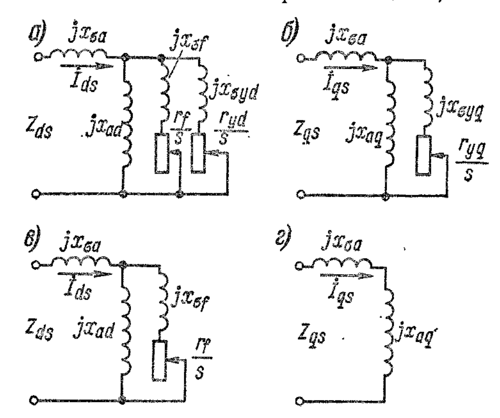


Рис. 36-2. Схемы замещения синхронной машины в асинхронном режиме при наличии (*а*, *б*) и отсутствии (*в*, *г*) успокоительной обмотки: *а*, *в* — по продольной оси; *б*, *г* — по поперечной оси

В основе рассмотрения явлений согласно рис. 36-1 и 36-2 лежит представление о двухфазной машине. Поэтому сопротивления схем рис. 36-2 также следовало бы считать эквивалентными сопротивлениями двухфазной машины. Однако, чтобы избежать введения в рассмотрение новых параметров, будем предполагать, что сопротивления, фигурирующие в схемах рис. 36-2, представляют собой параметры m-фазной машины, которые определены и использованы в предыдущих главах. Вместе с тем будем считать также, что приложенные к двухфазной обмотке (рис. 36-1) и схемам рис. 36-2 напряжения U являются фазными напряжениями реальной m-фазной обмотки (обычно $m = 3$). При этом токи I_{ds}, I_{qs} будут соответствовать токам m-фазной обмотки. Например, если в определенный момент времени ось одной из фаз обмотки якоря будет совпадать с осью d, то в этой фазе будет протекать ток I_{ds}. То обстоятельство, что анализ явлений на основе рис. 36-1 и 36-2 связывается с представлением о двухфазной машине, а U, I и Z соответствуют фазам

m-фазной машины, учитывается надлежащим образом ниже при вычислении моментов и мощностей.

Сопротивления синхронной машины по осям d и q в асинхронном режиме Z_{ds}, Z_{qs} представляют собой сопротивления схем рис. 36-2 и являются функциями скольжения s.

При $s \geqslant 1$ для определения модулей сопротивлений Z_{ds}, Z_{qs} обычно можно положить $r_f = r_{yd} = r_{yq} = 0$, и тогда вместо схем

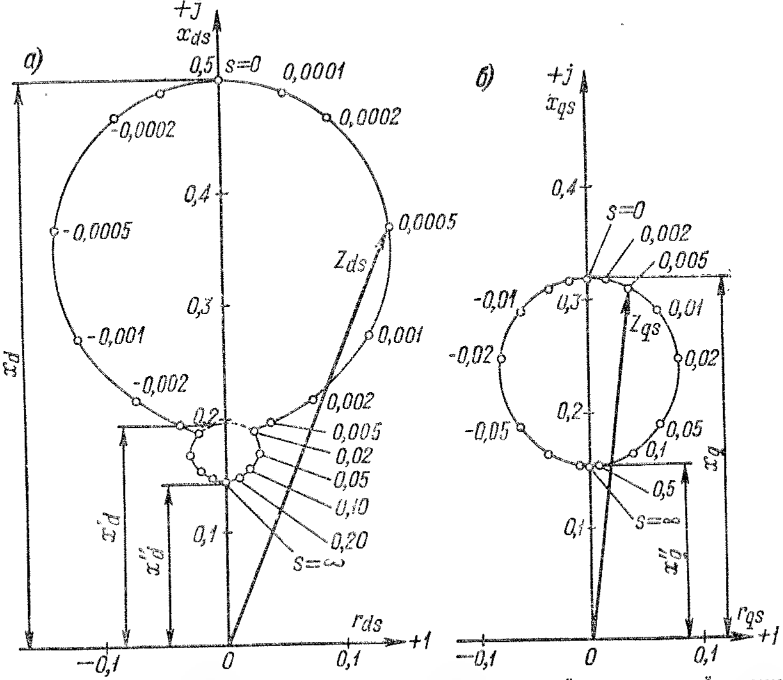


Рис. 36-3. Эквивалентные сопротивления явнополюсной синхронной машины при асинхронном режиме по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям

рис. 36-2 получим схемы рис. 34-9. Следовательно, при $s \geqslant 1$ в случае наличия успокоительной обмотки $z_{ds} \approx x''_d$, $z_{qs} \approx x''_q$, а при ее отсутствии $z_{ds} \approx x'_d$, $z_{qs} \approx x'_q = x_q$. Из рис. 36-2 следует, что при $s = 0$ имеем $z_{ds} = x_d$ и $z_{qs} = x_q$. В качестве иллюстрации на рис. 36-3 для машины большой мощности, имеющей успокоительную обмотку, изображены геометрические места концов векторов комплексных сопротивлений

$$Z_{ds} = r_{ds} + jx_{ds}; \quad Z_{qs} = r_{qs} + jx_{qs} \tag{36-1}$$

и указаны также значения скольжения s. Этот рисунок соответствует машине со следующими значениями параметров в относительных единицах: $x_{ad*} = 0{,}41$; $x_{aq*} = 0{,}23$; $x_{\sigma a*} = 0{,}09$; $x_{\sigma f*} = 0{,}14$; $x_{\sigma yd*} = 0{,}11$; $x_{\sigma yq*} = 0{,}09$, $x_{d*} = 0{,}5$; $x'_{d*} = 0{,}20$; $x''_{d*} = 0{,}143$; $x_{q*} = x'_{q*} = 0{,}32$; $x''_{q*} = 0{,}155$; $r_{f*} = 0{,}00032$; $r_{yd*} = 0{,}01$; $r_{yq*} = 0{,}0075$. Из рис. 36-3 следует, что в крупной машине уже при $s = 0{,}1 \div 0{,}2$ будет $z_{ds} \approx x''_d$ и $z_{qs} \approx x''_q$.

Согласно рис. 36-3, *б*, конец вектора комплексного сопротивления Z_{qs} перемещается по окружности, которая соответствует окружности тока круговой диаграммы асинхронной машины с одной вторичной цепью. Кривая на рис. 36-3, *а* состоит из отрезков двух окружностей, соответствующих окружностям геометрического места токов двухклеточной асинхронной машины для областей нормальных рабочих режимов и пуска.

Значения токов и вращающих моментов. В соответствии с изложенным и рис. 36-1 и 36-2 продольный и поперечный токи якоря при асинхронном режиме

$$\dot I_{ds} = \dot U / Z_{ds}; \quad \dot I_{qs} = -j\dot U / Z_{qs}. \tag{36-2}$$

Так как $Z_{ds} \neq Z_{qs}$, то токи $\dot I_{ds}$, $\dot I_{qs}$ составляют несимметричную двухфазную систему и их можно разложить (см. § 30-2) на токи прямой ($\dot I_1$) и обратной ($\dot I_2$) последовательности:

$$\begin{aligned} \dot I_1 &= \frac{\dot I_{ds} + j\dot I_{qs}}{2} = \left(\frac{1}{Z_{ds}} + \frac{1}{Z_{qs}}\right)\frac{\dot U}{2}; \\ \dot I_2 &= \frac{\dot I_{ds} - j\dot I_{qs}}{2} = \left(\frac{1}{Z_{ds}} - \frac{1}{Z_{qs}}\right)\frac{\dot U}{2}. \end{aligned} \tag{36-3}$$

Токи $\dot I_1$ и $\dot I_2$ создают н. с. и магнитные поля прямой и обратной последовательности, вращающиеся относительно ротора соответственно со скоростями sn_1 и $-sn_1$, где n_1 — синхронная скорость, а относительно статора — со скоростями

$$n_{1c} = n + sn_1 = (1 - s)\,n_1 + sn_1 = n_1;$$

$$n_{2c} = n - sn_1 = (1 - s)\,n_1 - sn_1 = (1 - 2s)\,n_1.$$

Так как н. с. токов I_2 статора вращается относительно статора же со скоростью n_{2c}, которая отличается в $(1-2s)$ раз от синхронной скорости, то частота тока I_2 в обмотках статора

$$f_{2c} = (1 - 2s)\,f_1, \tag{36-4}$$

в то время как основная частота токов I_1 равна $f_{1c} = f_1$. Таким образом, токи обмоток статора имеют составляющие разных частот, т. е. они несинусоидальны. Это вполне естественно, так как вследствие вращения несимметричного ротора относительно неподвижных фаз обмотки статора эквивалентные сопротивления этих фаз с учетом влияния ротора непостоянны, и поэтому при приложении синусоидальных напряжений $\dot{U}$ токи будут несинусоидальны.

Отметим, что частота токов I_2 равна основной частоте при $s = 1$ и $s = 0$. В первом случае ротор неподвижен, и поэтому сопротивления фаз хотя и различны, но постоянны по значению, в результате чего токи фаз не равны по значению, но синусоидальны. Во втором случае (синхронный режим), согласно схемам рис. 36-2, $Z_{ds} = jx_d$ и $Z_{qs} = jx_q$, так как вторичные цепи этих схем разомкнуты. При этом I_{ds} и I_{qs} равны продольной I_d и поперечной I_q составляющим тока якоря I (см. гл. 33).

Полученные здесь результаты вполне соответствуют рассмотренному в § 29-8 режиму работы асинхронного двигателя с несимметричным ротором, и к этому последнему случаю применимы также все рассматриваемые здесь количественные соотношения. В обоих случаях вследствие несимметрии ротора возникает также обратно-вращающееся относительно ротора поле токов I_2 и токи частоты $(1-2s)\,f_1$ в статоре.

Так как мы пренебрегли потерями в статоре, то мощность P_1, соответствующая токам I_1, полностью передается на ротор, является электромагнитной мощностью и создает вращающий момент M_1. Эта мощность в m-фазной машине

$$P_1 = mUI_{1a}, \tag{36-5}$$

где I_{1a} — активная составляющая тока I_1.

Согласно выражению (36-3),

$$I_{1a} = \frac{1}{2}(I_{dsa} + I_{qsa}) = \frac{1}{2}(I_{ds}\cos\varphi_{ds} + I_{qs}\cos\varphi_{qs}) = \frac{1}{2}\left(I_{ds}\frac{r_{ds}}{z_{ds}} + I_{ds}\frac{r_{qs}}{z_{qs}}\right), \tag{36-6}$$

где

$$I_{ds} = U/z_{ds}; \quad I_{qs} = U/z_{qs} \tag{36-7}$$

являются модулями токов $\dot{I}_{ds}$ и $\dot{I}_{qs}$.

После подстановки I_{1a} из (36-6) в (36-5) и учета равенств (36-7) получим

$$P_1 = \frac{m}{2}(I_{ds}^2 r_{ds} + I_{qs}^2 r_{qs}). \tag{36-8}$$

Соответственно вращающий момент

$$M_1 = \frac{pP_1}{\omega_1} = \frac{pm}{2\omega_1}(I_{ds}^2 r_{ds} + I_{qs}^2 r_{qs}). \tag{36-9}$$

Магнитное поле токов I_2 создает вращающий момент $M_2 \neq 0$ только тогда, когда сопротивление обмотки статора $r_a \neq 0$, так как в отношении этого поля ротор является первичной, а статор — вторичной стороной (см. § 29-8). В этом случае вместо (36-3) действительны формулы [5, 69, 79]:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_1 &= \frac{\left(Z_{ds} + Z_{qs} - \frac{2r_a}{1-2s}\right)\dot{U}}{(Z_{ds}+r_a)\left(Z_{qs} - \frac{r_a}{1-2s}\right) + (Z_{qs}+r_a)\left(Z_{ds} - \frac{r_a}{1-2s}\right)};\\
\dot{I}_2 &= \frac{(Z_{ds} - Z_{qs})\,\dot{U}}{(Z_{ds}+r_a)\left(Z_{qs} - \frac{r_a}{1-2s}\right) + (Z_{qs}+r_a)\left(Z_{ds} - \frac{r_a}{1-2s}\right)}.
\end{aligned}\right\} \tag{36-10}$$

Момент, создаваемый токами I_2,

$$M_2 = -\frac{pm}{\omega_1} I_2^2 \frac{r_a}{1-2s}. \tag{36-11}$$

Кроме того, при $r_a \neq 0$ электромагнитная мощность, передаваемая на ротор, уменьшается на величину $mI_1^2 r_a$. Поэтому в общем случае асинхронный вращающий момент

$$M_а = M_1 + M_2 - \frac{pmI_1^2 r_a}{\omega_1}. \tag{36-12}$$

При $r_a \neq 0$ в области $s \approx 0{,}5$ возникает провал результирующего момента $M_а$ (см. § 29-8 и рис. 29-16). При $r_a = 0$ также $M_2 = 0$ и, согласно равенству (36-12), $M_а = M_1$.

Если машина имеет полную успокоительную или пусковую обмотку, массивный ротор или массивные полюсы с междуполюсными перемычками, то параметры машины по разным осям при скольжениях $|s| \geqslant 0{,}05$ близки друг к другу: $Z_{ds} \approx Z_{qs}$ и $x_d'' \approx x_q''$ (см. табл. 32-1 и рис. 36-3). В этих случаях на основании выражений (36-2), (36-3) и (36-10) $I_{ds} \approx I_{qs}$ и $I_2 \approx 0$. Асинхронный режим поэтому является почти симметричным, $M_2 \approx 0$ [см. равенство (36-11)] и одноосный эффект практически не проявляется. Вслед-

ствие этого в рассматриваемом случае можно положить $r_a \approx 0$ и вычислять токи и момент по равенствам (36-2), (36-3) и (36-9). При отсутствии успокоительной или пусковой обмотки и при шихтованном роторе сопротивления Z_{ds} и Z_{qs} отличаются друг от друга значительно. Поэтому в этом случае одноосный эффект проявляется сильно и необходимо пользоваться выражениями (36-10) — (36-12).

Рассмотренные вращающие моменты имеют при $s = \text{const}$ неизменные значения и знаки. Кроме этих моментов, при $Z_{ds} \neq Z_{qs}$ в результате взаимодействия вращающихся относительно друг друга прямого и обратного полей возникает знакопеременный момент, пульсирующий с частотой $2sf_1$. При большой частоте пульсации этот момент не оказывает никакого влияния на движение ротора, но при $-0{,}02 < s < 0{,}02$ ротор попеременно ускоряется и замедляется и его скорость вращения будет колебаться. При $s = 0$ этот момент превращается из пульсирующего в постоянный и представляет собой реактивный момент, соответствующий последнему члену равенства (35-4).

Асинхронные режимы различных видов синхронных машин. При потере возбуждения синхронные генераторы переходят в асинхронный режим и их скорость вращения будет увеличиваться до тех пор, пока не наступит равенство между движущим моментом на валу и электромагнитным моментом машины. При этом машина будет потреблять из сети намагничивающий ток

$$I_м = \frac{2U}{x_d + x_q}$$

и отдавать в сеть активную мощность.

У турбогенераторов $x_{d*} = x_{q*} = 1{,}2 \div 2{,}2$, поэтому $I_м < I_н$ и обычно $I_м = (0{,}40 \div 0{,}65) I_н$. У мощных гидрогенераторов, наоборот, $I_м > I_н$. У синхронных генераторов наибольший практический интерес представляет начальная часть механической характеристики $M_а = f(s)$ (см. рис. 36-4, где отложены абсолютные значения $M_{а*}$ и s, так как в режиме генератора $M_a < 0$ и $s < 0$).

При малых скольжениях поверхностный эффект в теле ротора турбогенератора проявляется слабо и поэтому глубина проникновения токов велика. В результате активное сопротивление тела ротора мало и момент достигает весьма большого значения уже при малых скольжениях (рис. 36-4). Поэтому турбогенераторы способны развивать в асинхронном режиме большую мощность, причем потери в роторе $p_{эл2} = sP_{эм}$ малы и не представляют опасности в отношении нагрева ротора. Допустимую мощность турбогенератора в асинхронном режиме ограничивает ток статора, который из-за большого намагничивающего тока достигает номинального значения при $P < P_н$. В большинстве случаев при $I = I_н$ в турбогенераторах $P = (0{,}5 \div 0{,}7) P_н$.

Ввиду относительно благоприятных характеристик $M_а = f(s)$ на электростанциях СССР разрешается кратковременная работа (до 30 мин) турбогенераторов в асинхронном режиме при условии, что потери в роторе и статоре не превышают потерь при номинальном режиме и потребление реактивной мощности с точки зрения режима работы энергосистемы допустимо. В течение указанного времени можно устранить неисправности в системе возбуждения, перевести турбогенератор на резервное возбуждение или перевести нагрузку на другие турбогенераторы или станции. Использование возможности работы турбогенераторов в асинхронном режиме позволяет увеличить надежность энергоснабжения потребителей.

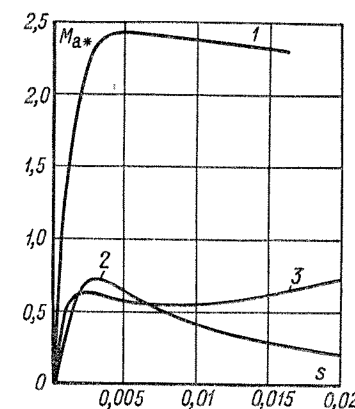


Рис. 36-4. Зависимость асинхронного вращающего момента синхронного генератора от скольжения при замкнутой накоротко обмотке возбуждения

1 — турбогенератор; *2* — гидрогенератор без успокоительной обмотки; *3* — гидрогенератор с успокоительной обмоткой

Асинхронные характеристики гидрогенераторов значительно менее благоприятны (рис. 36-4). Гидрогенераторы имеют шихтованные полюсы, и успокоительные обмотки во многих случаях у них отсутствуют. При отсутствии успокоительной обмотки мощность в асинхронном режиме развивается только за счет токов, индуктируемых в обмотке возбуждения. Активное сопротивление успокоительной обмотки велико, и в этом случае момент $M_а$ при малых s также мал. Поэтому гидрогенераторы не могут развивать значительной мощности в асинхронном режиме, успокоительная обмотка быстро нагревается, и если восстановление возбуждения в течение 10—15 с невозможно, то их нужно отключать от сети.

Все синхронные двигатели имеют пусковые обмотки и обычно пускаются в ход как асинхронные двигатели, причем обмотка возбуждения замкнута через разрядное, или гасительное, сопротивление $r_г = (5 \div 10)\, r_f$ или замкнута накоротко. Пуск с разомкнутой обмоткой возбуждения недопустим, так как при этом может произойти повреждение ее изоляции. Скольжение невозбужденного двигателя изменяется при пуске от $s = 1$ до $s \approx 0{,}05$, когда включается ток возбуждения и двигатель втягивается в синхронизм (см. § 36-2).

Кривые $M_а = f(s)$ синхронных двигателей представлены на рис. 36-5. Момент, развиваемый обмоткой возбуждения, достигает максимального значения при малых скольжениях, в особенности, когда $r_г = 0$, так как r_f мало, а $x_{\sigma f}$ относительно велико. Наоборот,

момент, развиваемый пусковой обмоткой, достигает максимума при $s \approx 0{,}3 \div 0{,}4$, так как активное сопротивление этой обмотки значительно больше и рассеяние меньше. При расчете кривых рис. 36-5 было принято, что сопротивление обмотки якоря $r_a = 0$. Поэтому на этих кривых не отражено возникновение провала момента при $s \approx 0{,}5$ вследствие одноосного эффекта. Следует, однако, отметить, что при наличии пусковой обмотки на роторе этот эффект проявляется слабо.

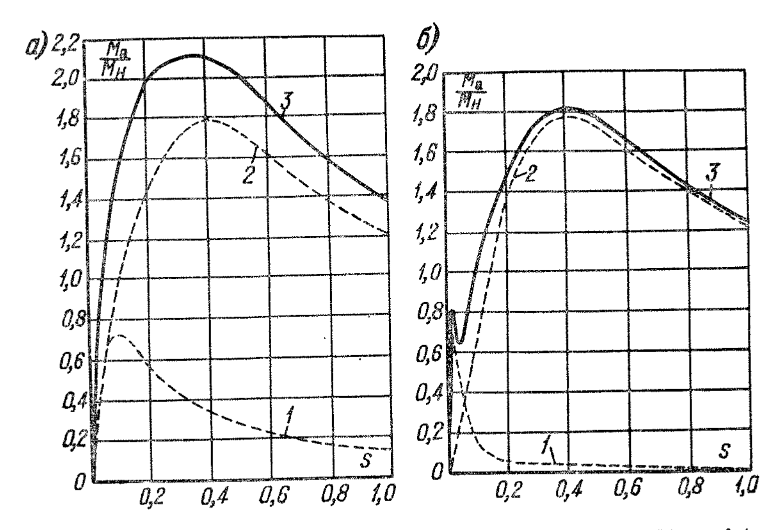


Рис. 36-5. Кривые асинхронных вращающих моментов $M_а = f(s)$ синхронного двигателя мощностью 1250 кВ·А и $n_н = 750$ об/мин при замыкании обмотки возбуждения: *а* — через разрядное сопротивление $r_г = 9r_f$ и *б* — накоротко

1 — момент обмотки возбуждения; *2* — момент от пусковой обмотки; *3* — полный момент

Начальный пусковой момент ($s = 1$) синхронных двигателей при $U = U_н$ должен быть достаточно велик: $M_п \geqslant (0{,}8 \div 1{,}0)\ M_н$. С другой стороны, при малых s момент $M_а$ также должен быть достаточно велик, так как в противном случае при пуске под нагрузкой двигатель в асинхронном режиме не сможет достичь скорости вращения, достаточно близкой к синхронной, и двигатель после включения тока возбуждения не втянется в синхронизм. Крутизну характеристики $M_а = f(s)$ при малых s принято определять значением $M_а$ при $s = 0{,}05$, и этот момент условно называют *входным моментом* $M_{вх}$. Очевидно, что чем больше $M_{вх}$, тем лучше условия втягивания в синхронизм. Обычно требуется, чтобы $M_{вх} \approx M_п$. Однако для увеличения $M_п$ необходимо увеличить активное сопротивление пусковой обмотки, а для увеличения $M_{вх}$ — уменьшить его. Поэтому вопрос о выборе значений $M_{вх}$ и $M_п$ надо решать компромиссным образом и использовать явление вытеснения тока в пусковой обмотке для увеличения $M_п$ (см. гл. 27). Стержни пусковой обмотки с целью увеличения их сечения и теплоемкости изготовляются из латуни.

Как видно из рис. 36-5, при пуске без разрядного сопротивления (рис. 36-5, *б*) $M_{вх}$ получается меньше и, кроме того, при малых s может образоваться провал момента, так как максимум момента от действия обмотки возбуждения наступает при весьма малом s. Поэтому при $r_г = 0$ втягивание в синхронизм происходит в менее благоприятных условиях.

Если синхронная машина лишена успокоительной или пусковой обмотки и имеет немассивные полюсы или ротор, то в результате сильного проявления одноосного эффекта асинхронный пуск ее возможен только на холостом ходу или при малой нагрузке на валу, причем обмотка возбуждения должна быть замкнута через значительное активное сопротивление.

Синхронные двигатели с массивными роторами или полюсами имеют благоприятную характеристику $M_а = f(s)$, если отношение $l_\delta/\tau \geqslant 1$. При малом l_δ/τ большое влияние на значение тока в полюсных наконечниках начинает оказывать сопротивление торцевых зон полюсного наконечника, и асинхронный момент $M_а$ поэтому уменьшается.

§ 36-2. Асинхронный режим возбужденной синхронной машины

Асинхронный режим возбужденной синхронной машины, как уже указывалось, возникает в результате ее перегрузки или падения напряжения в сети, а также при подаче возбуждения генератору после потери возбуждения или при использовании метода самосинхронизации в двигателе при его асинхронном пуске.

При вращении синхронной машины со скольжением s постоянный ток возбуждения i_f индуктирует в обмотке якоря э. д. с. $E_к$ и токи $I_к$ частоты $(1 - s) f_1$. Токи $I_к$ накладываются на ток частоты f_1, протекающий в якоре под действием напряжения сети. Так как в самой сети э. д. с. и напряжений частоты $(1 - s) f_1$ нет, то относительно э. д. с. $E_к$ и тока $I_к$ обмотка якоря замкнута накоротко через сеть, сопротивление которой можно принять равным нулю. Поэтому ток $I_к$, в сущности, эквивалентен току установившегося короткого замыкания синхронного генератора.

Для неявнополюсной машины

$$I_к = \frac{(1-s)E}{\sqrt{r_a^2 + (1-s)^2 x_d^2}}, \qquad (36\text{-}13)$$

где E и x_d — соответственно э. д. с., индуктируемая током возбуждения i_f, и продольное синхронное сопротивление при $s = 0$.

Выражение (36-13) действительно также для явнополюсных машин при малых s с большой точностью, а при больших s приближенно.

Токи $I_к$ загружают машину мощностью

$$P_к = mI_к^2 r_a = \frac{m(1-s)^2 E^2 r_a}{r_a^2+(1-s)^2 x_d^2}, \qquad (36\text{-}14)$$

в результате чего на ротор действует тормозной момент

$$M_к = pP_к/\omega_1. \qquad (36\text{-}15)$$

Момент $M_к$ стремится уменьшить скорость вращения ротора и в режиме генератора облегчает, а в режиме двигателя затрудняет вхождение машины в синхронизм. Кроме того, при асинхронном ходе возбужденной машины в результате взаимодействия потока возбуждения, вращающегося со скоростью $(1 - s)\, n_1$, и потока якоря от токов частоты сети f_1, вращающегося со скоростью n_1, возникает сильный пульсирующий момент M_{fa}, который имеет частоту sf_1 и накладывается на асинхронный момент $M_а$ и на момент $M_к$. Если нагрузка на валу и скольжение s не слишком велики, то под воздействием момента M_{fa} машина втягивается в синхронизм, так как в течение отрезка времени, когда M_{fa} действует в нужном направлении, скорость ротора n может достигнуть синхронной n_1 и даже превзойти ее (рис. 36-6). При этом после некоторого числа колебаний скорости ротора около синхронного значения, после затухания этих колебаний, наступит установившийся синхронный режим работы.

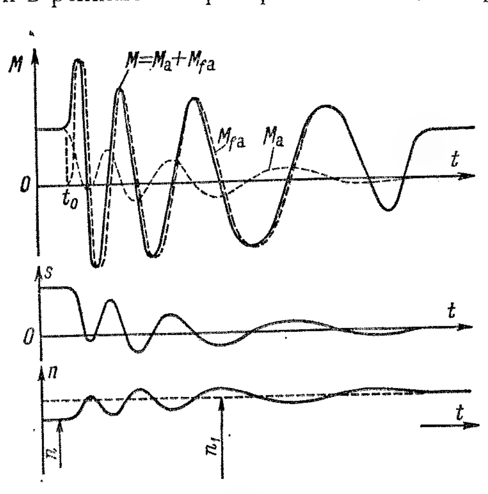


Рис. 36-6. Характер изменения вращающего момента M, скольжения s и скорости вращения n при втягивании машины в синхронизм после включения тока возбуждения в момент времени t_0

Отметим, что на холостом ходу или при небольшой нагрузке на валу явнополюсная синхронная машина, вращающаяся с небольшим скольжением, способна втянуться в синхронизм и без возбуждения, в результате действия реактивного момента, который при $s \neq 0$ также пульсирует с частотой sf_1. В этом случае после включения тока возбуждения полярность полюсов может не соответствовать необходимой полярности, и тогда произойдет «проскальзывание» ротора относительно поля якоря на одно полюсное деление, причем одновременно возникнет также кратковременный всплеск тока статора. Подобный переход не представляет для машины никакой опасности.

На рис. 36-7 в качестве иллюстрации к изложенному изображены кривые изменения напряжения U и тока I якоря, напряжения u_f и тока i_f обмотки возбуждения, мощности P, угла нагрузки θ и скольжения s турбогенератора мощностью 100 МВт при его выпадении из синхронизма в результате короткого замыкания в сети, при последующем асинхронном режиме и втягивании обратно в синхронизм (ресинхронизации). Так как потери относительно малы, то $P \sim M$ и кривая на рис. 36-7, *д* характеризует также изменение момента на валу. Короткое замыкание произошло в момент $t = 0$ и было отключено в момент $t = 0{,}5$ с. Во время короткого замыкания мощность генератора P упала почти до нуля, и так как мощность турбины осталась неизменной, то скорость возросла и машина стала вращаться со скольжением $s < 0$.

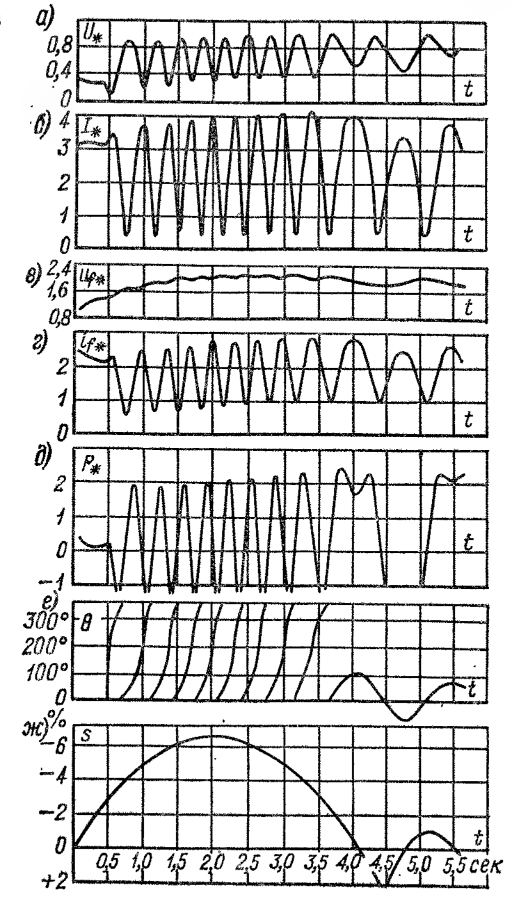


Рис. 36-7. Зависимость электромагнитных величин возбужденного турбогенератора от времени при выпадении машины из синхронизма, последующем асинхронном ходе и ресинхронизации

В асинхронном режиме с постоянным током возбуждения, как видно из рис. 36-7, ток, мощность и момент генератора сильно пульсируют, а угол θ между векторами $\dot{E}$ и $\dot{U}$ ввиду несинхронного вращения ротора непрерывно изменяется (на рис. 36-7, *е* изменения θ показаны до $\theta = 360°$, после чего θ опять начинается с нуля). На постоянный ток возбуждения накладывается переменный, индуктируемый вращающимся полем якоря. После $t = 2$ с абсолютная величина скольжения начинает уменьшаться, затем меняет знак и после некоторых колебаний машина втягивается в синхронизм (на рис. 36-7 после $t = 4$ с виден только один период колебаний θ и s). О втягивании в синхронизм свидетельствует то, что угол θ совершает колебания, а не изменяется непрерывно. Синхронизации турбогенератора способствовало увеличение u_f и i_f под действием автоматического регулятора возбуждения.

Следует отметить, что во время аварий ресинхронизация генераторов после выпадения их из синхронизма часто происходит без вмешательства персонала, причем сам факт выпадения из синхронизма часто остается незамеченным, так как он затушевывается происходящими во время аварий колебаниями (см. § 39-1).

Аналогично происходит также синхронизация двух частей энергосистемы, если они включаются на параллельную работу без предварительной синхронизации после того, как в результате аварии они разделились и стали работать несинхронно. Указанные процессы совершаются тогда во всех генераторах энергосистемы, причем наиболее интенсивно в тех из них, которые расположены ближе к точке раздела системы. В энергосистемах СССР самосинхронизация разделившихся частей энергосистем допускается в случаях, когда максимальные толчки тока в гидрогенераторах не превышают $3I_н$ и в турбогенераторах $5I_н$ и длительность асинхронного хода не больше 10—15 с.

§ 36-3. Самовозбуждение синхронной машины

В цепях обмотки якоря синхронных машин часто содержатся емкости (емкость между проводами длинных линий передачи и между ними и землей; емкости так называемой продольной компенсации индуктивного сопротивления линий передачи, включаемые последовательно в фазы линии передачи сверхвысокого напряжения — 500 кВ и выше; батареи конденсаторов для улучшения коэффициента мощности сети и др.). В таких случаях возможно самовозбуждение синхронных машин, когда вращающаяся машина развивает напряжение и нагружается током при отсутствии тока возбуждения.

Магнитное поле в синхронной машине при этом создается емкостным током I, отдаваемым машиной в сеть, или, что то же самое, индуктивным током, потребляемым машиной из сети. При самовозбуждении ротор синхронной машины может вращаться синхронно с магнитным полем статора (синхронное самовозбуждение) или асинхронно с ним (асинхронное самовозбуждение). Для выяснения условий самовозбуждения рассмотрим работу одиночного генератора на емкость (рис. 36-8, *а*).

Синхронное самовозбуждение. При наличии остаточного магнитного потока при вращении ротора в обмотке якоря индуктируется некоторая э. д. с. E. Эта э. д. с. при работе по схеме рис. 36-8 вызывает в цепи якоря емкостный ток I, который создает намагничивающую реакцию якоря. В результате магнитный поток, индуктируемая в якоре э. д. с. и ток I увеличиваются и т. д. (рис. 36-9, *а* и *б*). Этот процесс самовозбуждения аналогичен самовозбуждению генератора постоянного тока с той лишь разницей, что в данном случае поток машины создается самим током якоря.

На рис. 36-8, *б* изображена зависимость напряжения генератора от емкостного тока якоря I. Если положить $r_a = 0$, то

$$U_г = x_d I. \tag{36-16}$$

Зависимость $U_г = f(I)$ практически идентична с характеристикой холостого хода $U_г = f(i_f)$, если ток возбуждения i_f привести к обмотке якоря. Вследствие насыщения величина x_d вдоль кривой $U_г = f(I)$ изменяется.

С другой стороны, напряжение на конденсаторах

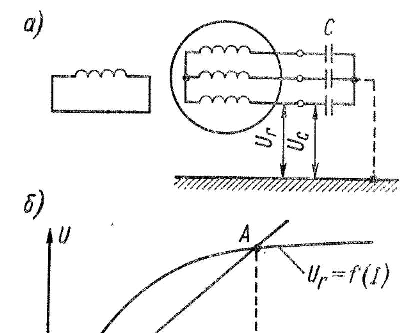


Рис. 36-8. Схема работы синхронного генератора на емкостную нагрузку (*а*) и его характеристики при синхронном самовозбуждении (*б*)

$$U_C = x_C I = \frac{1}{\omega C} I \tag{36-17}$$

и зависимость $U_C = f(I)$ прямолинейна (рис. 36-8, *б*).

Если $U_г > U_C$ или $x_d > x_C$ (рис. 36-8, *б*), то самовозбуждение возможно и при наличии остаточного магнитного потока возникает в действительности.

В точке A на рис. 36-8, *б* $U_г = U_C$, и поэтому увеличение I прекращается и процесс самовозбуждения заканчивается.

Самовозбуждение представляет собой нежелательное явление, так как оно неуправляемо и напряжения и токи при этом могут достичь опасных значений. Очевидно, что самовозбуждение невозможно, когда $x_{d\infty} < x_C$, так как при этом кривая U_C на рис. 36-8, *б* пойдет выше кривой $U_г$.

Реактивная мощность в режиме самовозбуждения

$$Q = mU_г I = mU_г^2/x_d.$$

Величина

$$\boxed{Q_{з.\,г} = mU_г^2/x_{d\infty}} \tag{36-18}$$

называется з а р я д н о й м о щ н о с т ь ю г е н е р а т о р а. Самовозбуждение невозможно, если эта мощность будет больше зарядной мощности присоединенной к генератору линии передачи

$$Q_{з.\,л} = mU_н^2/x_C = mU_н^2\omega C. \tag{36-19}$$

Для характеристики реальных соотношений укажем, что включение под напряжение разомкнутой на приемном конце линии передачи Волжская ГЭС

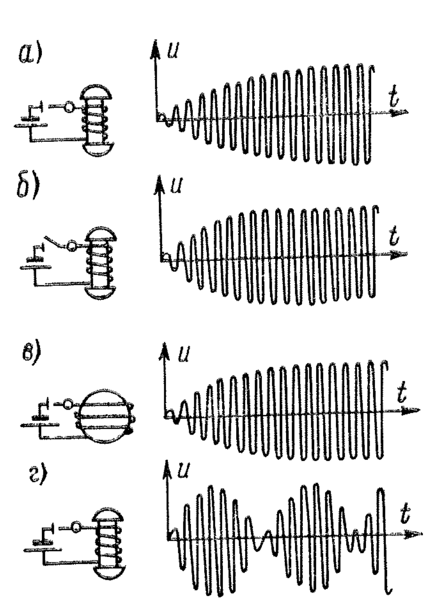


Рис. 36-9. Характер изменения напряжения синхронного генератора при самовозбуждении

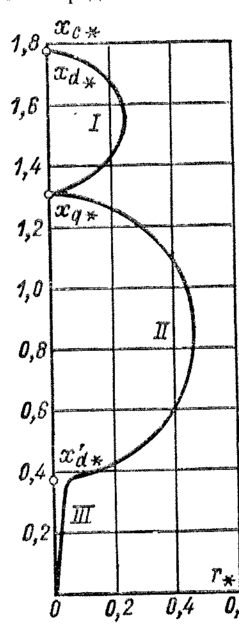


Рис. 36-10. Зоны самовозбуждения синхронной машины

им. В. И. Ленина — Москва путем приключения ее к одному генератору ГЭС недопустимо, так как генератор при этом самовозбуждается, а при двух параллельно включенных генераторах их эквивалентное сопротивление x_d в два раза меньше и самовозбуждения не происходит.

Рис. 36-11. Характер изменения угла θ во времени в процессе репульсионно-синхронного самовозбуждения

В реальных условиях сопротивление цепи якоря $r \neq 0$ и поэтому генератор должен при самовозбуждении развивать также активную мощность. Неявнополюсный генератор при $r \neq 0$ и $i_f = 0$ в синхронном режиме не может развивать активной мощности и поэтому его синхронное самовозбуждение невозможно. Такое возбуждение возможно только у явнополюсного генератора, у которого необходимая мощность развивается за счет реактивного момента. При этом не имеет значения, будет ли обмотка возбуждения замкнута или разомкнута (рис. 36-9, *а* и *б*).

Физически ясно, что при слишком большом r синхронное самовозбуждение также невозможно, так как при этом активная мощность окажется большей,

чем может развить явнополюсная машина в устойчивом синхронном режиме работы без возбуждения.

На рис. 36-10 зона *I* представляет собой соотношения между x_C и r, при которых самовозбуждение происходит. Из этого рисунка видно, что синхронное самовозбуждение происходит в области $x_d > x_C > x_q$.

Асинхронное самовозбуждение синхронной машины того же вида, как и в асинхронных машинах (см. § 29-2), происходит в случае, когда емкость настолько велика, что $x_C < x'_d$ (зона *III* на рис. 36-10). Этот вид самовозбуждения возможен только при наличии на роторе замкнутых обмоток или контуров тока, в которых при асинхронном вращении ротора относительно поля якоря индуктируются токи. Если при этом ротор в электрическом отношении симметричен ($x''_d \approx x''_q$), то амплитуда тока якоря в установившемся режиме будет постоянной (рис. 36-9, *в*), а при $x''_d \neq x''_q$ или $x'_d \neq x'_q$ (явнополюсная машина без успокоительной обмотки) ток якоря пульсирует (рис. 36-9, *г*).

В области $x_q > x_C > x'_d$ (зона *II* на рис. 36-10) самовозбуждение носит промежуточный характер, когда относительная скорость ротора и поля якоря резко неравномерна и ротор периодически «проскальзывает» относительно поля якоря на величину полюсного деления. В результате медленные изменения угла нагрузки θ чередуются с быстрыми (рис. 36-11). Ток якоря при этом также пульсирует (рис. 36-9, *г*), и самовозбуждение происходит только при замкнутой обмотке возбуждения. Такой вид самовозбуждения называют также р е п у л ь с и о н н о - с и н х р о н н ы м.

Глава тридцать седьмая

СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ И КОМПЕНСАТОРЫ

§ 37-1. Синхронные двигатели

Применение синхронных двигателей. Основные вопросы, относящиеся к двигательному режиму работы синхронной машины, уже освещались в предыдущих главах учебника. Ниже дополнительно рассматриваются некоторые общие вопросы, относящиеся к синхронным двигателям.

Синхронные двигатели имеют по сравнению с асинхронными большое преимущество, заключающееся в том, что благодаря возбуждению постоянным током они могут работать с $\cos\varphi = 1$ и не потребляют при этом реактивной мощности из сети, а при работе с перевозбуждением даже отдают реактивную мощность в сеть. В результате улучшается коэффициент мощности сети и уменьшаются падение напряжения и потери в ней, а также повышается коэффициент мощности генераторов, работающих на электростанциях.

Максимальный момент синхронного двигателя пропорционален U, а у асинхронного двигателя U^2.

Поэтому при понижении напряжения синхронный двигатель сохраняет бо́льшую нагрузочную способность. Кроме того, использование возможности увеличения тока возбуждения синхронных двигателей позволяет увеличивать надежность их работы при аварийных понижениях напряжения в сети и улучшать в этих случаях условия работы энергосистемы в целом. Вследствие большого воздушного зазора добавочные потери в стали и в клетке ротора синхронных двигателей меньше, чем у асинхронных, благодаря чему к. п. д. синхронных двигателей обычно выше.

Таблица 37-1

Данные синхронных двигателей

Тип	$P_н$, кВт	$U_{л.н}$, В	$n_н$, об/мин	$\eta_н$	$\cos\varphi_н$	$\frac{I_п}{I_н}$	$\frac{M_п}{M_н}$	$\frac{M_{вх}}{M_н}$	$\frac{M_m}{M_н}$	Масса, т
МС321	640	3000	1000	0,936	0,8	4,6	1,2	0,9	2,1	5,2
МС322-16/6	2700	6000	1000	0,964	0,8	6,1	1,2	1,4	2,3	13,0
МС321-6/10	370	3000	600	0,923	0,8	4,8	1,7	0,85	2,2	5,4
МС324-20/10	6550	6000	600	0,968	0,8	5,5	1,2	1,1	2,3	38,4
МС322-4-20	175	3000	300	0,875	0,8	4,3	1,6	0,65	2,7	5,1
МС324-12/20	1970	6000	300	0,944	0,8	4,5	1,0	0,90	2,3	27,0
МС324-4/36	310	3000	167	0,880	0,8	2,4	0,85	0,35	2,2	9,8
СТМ-6000-2	6000	6000	3000	0,967	0,9	8,3	2,4	0,84	2,4	18,8

С другой стороны, конструкция синхронных двигателей сложнее, чем короткозамкнутых асинхронных двигателей, и, кроме того, синхронные двигатели должны иметь возбудитель или иное устройство для питания обмотки возбуждения постоянным током. Вследствие этого синхронные двигатели в большинстве случаев дороже асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Пуск и регулирование скорости вращения синхронных двигателей также сложнее.

Тем не менее, преимущество синхронных двигателей настолько велико, что при $P_н > 200 \div 300$ кВт их целесообразно применять всюду, где не требуется частых пусков и остановок и регулирования скорости вращения (двигатель-генераторы, мощные насосы, вентиляторы, компрессоры, мельницы, дробилки и пр.). Согласно исследованиям Л. В. Литвака и И. А. Сыромятникова, синхронные двигатели с $\cos\varphi_н = 1$ по своей стоимости и потерям энергии всегда имеют преимущество перед асинхронными двигателями, снабженными конденсаторными батареями для компенсации коэффициента мощности до $\cos\varphi = 1$. При $P_н > 300$ кВт выгодно использовать синхронные двигатели с $\cos\varphi_н = 0,9$ (перевозбуждение) и при $P_н > 1000$ кВт — с $\cos\varphi_н = 0,8$.

Применение синхронных двигателей непрерывно расширяется, и они строятся на мощности до $P_н = 50$ МВт.

В табл. 37-1 приведены данные некоторых синхронных двигателей отечественного производства.

Способы пуска синхронных двигателей.

В подавляющем большинстве случаев применяется асинхронный пуск синхронных двигателей (см. § 36-1 и 36-2).

Обычно синхронные двигатели имеют на своем валу возбудитель в виде генератора постоянного тока параллельного возбуждения (рис. 37-1). При пуске по схеме рис. 37-1, *а* контакты *7* разомкнуты, а контакт *8* замкнут. При этом обмотка возбуждения двигателя *2* замкнута через сопротивление *6* и асинхронный пуск происходит в наиболее благоприятных условиях. В конце асинхронного пуска, при $s \approx 0,05$, срабатывает частотное реле, обмотка которого (на рис. 37-1, *а* не показана) подключена к сопротивлению *6*, и включает контактор цепи возбуждения. Контакты *7* контактора при этом замыкаются, а контакт *8* размыкается. В результате в обмотку *2* подается ток возбуждения и двигатель втягивается в синхронизм.

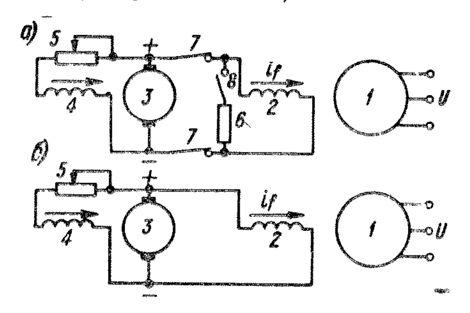


Рис. 37-1. Схемы цепи возбуждения синхронного двигателя с машинными возбудителями при пуске с разрядным сопротивлением (*а*) и с наглухо приключенным возбудителем (*б*)

1 — якорь двигателя; *2* — обмотка возбуждения двигателя; *3* — якорь возбудителя; *4* — обмотка возбуждения возбудителя; *5* — реостат возбуждения возбудителя; *6* — разрядное сопротивление; *7* и *8* — контакты контактора или автомата гашения поля

Втягивание синхронного двигателя в синхронизм всегда обеспечено, если при асинхронном пуске скольжение в установившемся асинхронном режиме без возбуждения не превышает значения

$$s_{уст} = 0,04 \sqrt{\frac{k_m P_н}{GD^2 n_н^2}} \; \frac{i_{fc}}{i_{fн}}, \qquad (37\text{-}1)$$

где k_m — кратность максимального момента в синхронном режиме при номинальном токе возбуждения $i_{fн}$; $P_н$ — номинальная мощность, кВт; i_{fc} — ток возбуждения при синхронизации; GD^2 — маховой момент двигателя и соединенного с ним механизма, кг·м²; $n_н$ — номинальная скорость вращения двигателя, об/мин.

Пуск по схеме рис. 37-1, *а* отличается определенной сложностью. Поэтому в последнее время все чаще применяется схема рис. 37-1, *б* с наглухо присоединенным возбудителем. При этом по цепи якоря *3* при пуске протекает переменный ток, который, однако, не причиняет вреда. При $n = (0{,}6 \div 0{,}7)\, n_{н}$ возбудитель возбуждается и возбуждает синхронный двигатель, благодаря чему при приближении к синхронной скорости двигатель втягивается в синхронизм.

Пуск по схеме рис. 37-1, *б* происходит в менее благоприятных условиях. Во-первых, двигатель возбуждается слишком рано и при этом возникает дополнительный тормозящий момент на валу $M_{к}$ (см. § 36-2). Во-вторых, в данном случае по сравнению со схемой рис. 37-1, *а* кривая асинхронного момента имеет менее благоприятный вид (см. рис. 36-5). Тем не менее, схема рис. 37-1, *б* обеспечивает надежное втягивание двигателя в синхронизм, если момент нагрузки на валу $M_{ст}$ при $n \approx n_{н}$ не превышает $(0{,}4 \div 0{,}5)\, M_{н}$. Путем совершенствования пусковой обмотки двигателя можно достичь надежного втягивания в синхронизм при $M_{ст} = M_{н}$. Пуск по схеме рис. 37-1, *б* по своей простоте приближается к пуску короткозамкнутого асинхронного двигателя и поэтому находит в последние годы все более широкое применение.

Обычно производится прямой асинхронный пуск синхронных двигателей путем включения на полное напряжение сети. При тяжелых условиях пуска (большие падения напряжения в сети и опасность перегрева пусковой обмотки или массивного ротора) производится реакторный или автотрансформаторный пуск при пониженном напряжении, как и у короткозамкнутых асинхронных двигателей (см. § 28-1).

На рис. 37-2 показаны кривые изменения токов обмоток якоря I и возбуждения i_f, а также напряжения U и скорости вращения n при прямом асинхронном пуске мощного двигателя ($P_{н} = 1500$ кВт, $U_{н} = 6{,}0$ кВ, $n_{н} = 1000$ об/мин) с наглухо приключенным возбудителем на холостом ходу. При $n = 500$ об/мин в кривой i_f заметен небольшой провал, обусловленный одноосным эффектом. Двигатель втянулся в синхронизм через 11 с под воздействием реактивного момента. Процесс, связанный с включением постоянного тока возбуждения, на рис. 37-2 не представлен.

Кроме асинхронного пуска, в отдельных случаях возможны также некоторые другие способы пуска. Например, иногда можно привести синхронный двигатель во вращение на холостом ходу с помощью соединенной с ним машины (например, в агрегатах «синхронный двигатель — генератор постоянного тока»). При этом можно применить те же способы синхронизации с сетью, как и для синхронных генераторов (см. § 35-1). В некоторых случаях возможен частотный пуск, когда двигатель питается от отдельного синхронного генератора и частота последнего плавно поднимается от

нуля. При этом синхронный двигатель приходит в синхронное вращение уже при весьма малой скорости. Обмотки возбуждения генератора и двигателя в этом случае необходимо питать от посторонних источников. Частотный пуск происходит наиболее благоприятно при условии, когда ток возбуждения генератора в начале пуска примерно равен номинальному, а ток возбуждения двигателя равен

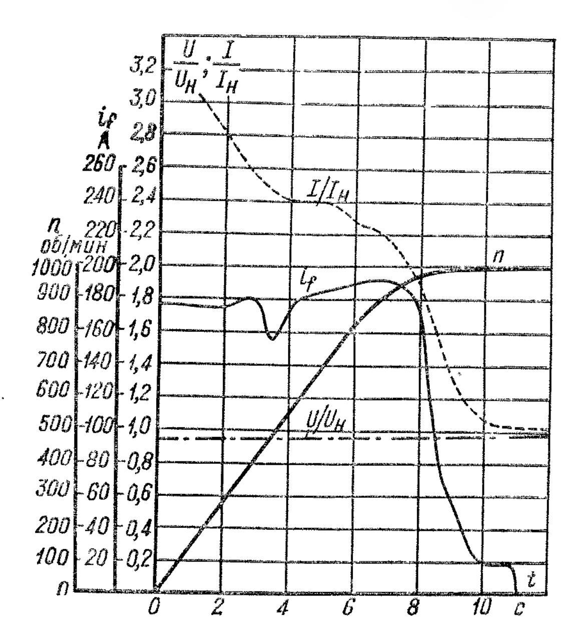


Рис. 37-2. Кривые, характеризующие процесс прямого асинхронного пуска синхронного двигателя с $P_{н} = 1500$ кВт с наглухо приключенным возбудителем

по характеристике холостого хода току возбуждения при $U \approx U_{н}$ и $n = n_{н}$.

В последние годы внедряются системы возбуждения синхронных двигателей с питанием обмотки возбуждения от сети переменного тока через полупроводниковые выпрямители.

Векторные диаграммы синхронных двигателей можно изображать двояким образом (рис. 37-3). На диаграмме рис. 37-3, *а* ток I, как и у генератора, рассматривается как отдаваемый в сеть. Проекция этого тока на направление $\dot{U}$ отрицательна, что свидетельствует о том, что активная составляющая тока в действительности потребляется из сети.

Если на диаграмме рис. 37-3, *а* вектор тока повернуть на 180° и изменить знак у вектора $\dot{E}$, так как положительные направления $\dot{I}$ и $\dot{E}$ должны изменяться одновременно, то получим диаграмму рис. 37-3, *б*, на которой ток $\dot{I}$ надо рассматривать как потребляемый из сети. Проекция $\dot{I}$ на направление $\dot{U}$ положительна, что указывает на потребление активного тока из сети.

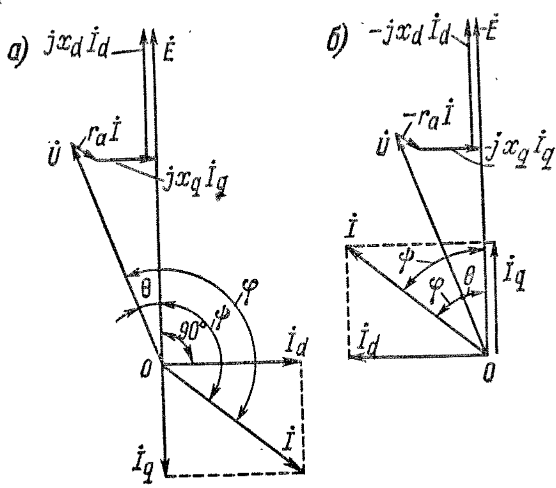


Рис. 37-3. Два вида векторных диаграмм перевозбужденного явнополюсного синхронного двигателя

Из рис. 37-3, *а* следует, что отдаваемая в сеть активная мощность

$$P = mUI\cos\varphi < 0,$$

а в соответствии с рис. 37-3, *б* потребляемая из сети активная мощность

$$P = mUI\cos\varphi > 0.$$

Диаграммы рис. 37-3 соответствуют перевозбужденному двигателю, и такой двигатель, согласно рис. 37-3, *а* отдает в сеть отстающий ток, а согласно рис. 37-3, *б*, потребляет из сети опережающий ток. Очевидно, что обе трактовки равноценны.

По рис. 37-3, *а*, э. д. с. $\dot{E}$ равна $\dot{U}$ плюс падения напряжения в двигателе:

$$\dot{E} = \dot{U} + r_a\dot{I} + jx_q\dot{I}_q + jx_d\dot{I}_d, \tag{37-2}$$

по рис. 37-3, *б*, э. д. с. $\dot{E}$ с обратным знаком равна напряжению сети $\dot{U}$ минус падения напряжения в двигателе:

$$-\dot{E} = \dot{U} - r_a\dot{I} - jx_q\dot{I}_q - jx_d\dot{I}_d. \tag{37-3}$$

Если рассматривается только двигательный режим синхронной машины, то более удобно пользоваться диаграммой рис. 37-3, *б*.

Рабочие характеристики синхронного двигателя мощностью $P_н = 560$ кВт при $U = U_н$, $f = f_н$ и $i_f = i_{fн} =$ = const изображены в относительных единицах на рис. 37-4. Двигатель работает с перевозбуждением, его $\cos\varphi$ с уменьшением полезной мощности P_2 также уменьшается,

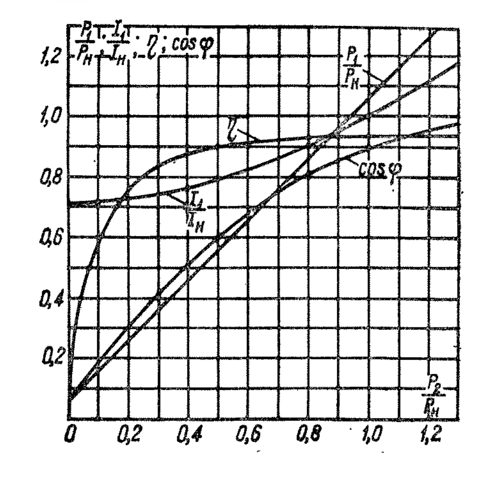


Рис. 37-4. Рабочие характеристики явнополюсного синхронного двигателя с $P_н = 560$ кВт, $U_н = 6000$ В, $f_н = 50$ Гц, $n_н = 600$ об/мин, $\cos\varphi_н =$ = 0,9 (перевозбуждение)

а отдаваемая в сеть реактивная мощность Q увеличивается. Отсюда следует, что перевозбужденные недогруженные синхронные двигатели в отличие от асинхронных способствуют улучшению коэффициента мощности сети.

§ 37-2. Синхронные компенсаторы

Как уже указывалось в § 35-2, синхронные компенсаторы предназначаются для компенсации коэффициента мощности сети и поддержания нормального уровня напряжения сети в районах сосредоточения потребительских нагрузок. Нормальным является перевозбужденный режим работы синхронного компенсатора, когда он отдает в сеть реактивную мощность (рис. 35-5, *а*).

В связи с этим компенсаторы, как и служащие для этих же целей батареи конденсаторов, устанавливаемые на потребительских подстанциях, называют также генераторами реактивной мощности. Однако в периоды спада потребительских нагрузок (например, ночью) нередко возникает необходимость работы синхронных компенсаторов также в недовозбужденном режиме, когда они потребляют

из сети индуктивный ток и реактивную мощность (см. рис. 35-5, *б*), так как в этих случаях напряжение сети стремится возрасти и для поддержания его на нормальном уровне необходимо загрузить сеть индуктивными токами, вызывающими в ней дополнительные падения напряжения. Для этого каждый синхронный компенсатор снабжается автоматическим регулятором возбуждения или напряжения, который регулирует его ток возбуждения так, что напряжение на зажимах компенсатора остается постоянным.

Синхронные компенсаторы лишены приводных двигателей и с точки зрения режима своей работы, в сущности, являются синхронными двигателями, работающими на холостом ходу. Поэтому в отличие от случая, которому соответствуют векторные диаграммы рис. 35-5, *а* и *б*, синхронные компенсаторы загружены также небольшим активным током и потребляют из сети активную мощность для покрытия своих потерь. Компенсаторы строятся на мощность до $S_н = 100$ МВ·А и имеют явнополюсную конструкцию, обычно с $2p = 6$ или 8. Мощные компенсаторы имеют водородное охлаждение.

Для осуществления асинхронного пуска все синхронные компенсаторы снабжаются пусковыми обмотками в полюсных наконечниках или их полюсы делаются массивными. При этом используется способ прямого, а в необходимых случаях — способ реакторного пуска. Иногда мощные компенсаторы пускаются в ход также с помощью пусковых фазных асинхронных двигателей, укрепляемых с ними на одном валу. Для синхронизации с сетью при этом обычно используется метод самосинхронизации.

Так как синхронные компенсаторы не развивают активной мощности, то вопрос о статической устойчивости работы (см. § 35-3 и 35-4) для них теряет остроту. Поэтому они изготовляются с меньшим воздушным зазором, чем генераторы и двигатели, и соответственно этому величины x_d и x_q у них больше (см. табл. 32-1). Уменьшение зазора позволяет облегчить обмотку возбуждения и удешевить машину.

Номинальная полная мощность синхронного компенсатора

$$S_н = mU_н I_н \tag{37-4}$$

соответствует его работе с перевозбуждением. Наибольшие значения тока и мощности в недовозбужденном режиме получаются при работе в реактивном режиме с $i_f = 0$ и $E = 0$. Если пренебречь потерями, то, согласно выражению (35-2), при этом

$$\dot{I}_{нв} = \frac{\dot{E} - \dot{U}_н}{jx_d} = j\,\frac{\dot{U}_н}{x_d} \tag{37-5}$$

и соответствующая полная мощность

$$S_{нв} = mU_н I_{нв} = mU_н^2/x_d. \tag{37-6}$$

Согласно равенствам (37-4) и (37-6),

$$\frac{S_{нв}}{S_н} = \frac{U_н}{x_d I_н} = \frac{1}{x_{d*}}. \tag{37-7}$$

Обычно $x_{d*} = 1{,}5 \div 2{,}2$ и $S_{нв}/S_н = 0{,}45 \div 0{,}67$.

В большинстве случаев в недовозбужденном режиме требуются меньшие мощности, чем в перевозбужденном, и указанные значения отношения (37-7) удовлетворяют эксплуатационным требованиям, но в некоторых случаях необходима большая мощность $S_{нв}$. Этого можно достигнуть увеличением зазора, что, однако, приводит к удорожанию машины, и поэтому в последнее время ставится вопрос об использовании режима с отрицательным током возбуждения. При этом в выражении (37-5) $E < 0$, вследствие чего $I_{нв}$ увеличивается. Поскольку синхронный компенсатор по активной мощности загружен только потерями, то, согласно (35-4), он может работать устойчиво также с небольшим отрицательным возбуждением.

В ряде случаев в маловодные периоды для работы в режиме компенсаторов используются также генераторы гидроэлектростанций.

Глава тридцать восьмая

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

§ 38-1. Действие симметричных составляющих токов в синхронной машине и параметры прямой, обратной и нулевой последовательности

Предварительные замечания. На практике встречаются случаи, когда мощные однофазные потребители нарушают симметричную нагрузку фаз синхронных генераторов (тяговые подстанции железных дорог, электрифицируемых на переменном токе, и т. д.). Еще более часто, хотя и кратковременно, несимметричная нагрузка фаз генераторов возникает при несимметричных коротких замыканиях в электрических сетях: при однофазном коротком замыкании — между линейным и нулевым проводами, при двухфазном коротком замыкании — между двумя линейными проводами и при двухфазном

коротком замыкании на нейтраль — между двумя линейными и нулевым проводами. Роль нулевого провода в сетях высокого напряжения играет земля, так как нулевые точки в таких сетях обычно заземляются.

Хотя несимметричные короткие замыкания существуют кратковременно, так как поврежденные участки сетей отключаются релейной защитой, они оказывают сильное влияние на работу генераторов и сети в целом. При внезапных несимметричных коротких замыканиях возникают также переходные процессы, однако ниже для выявления главных особенностей явлений рассматриваются прежде всего установившиеся несимметричные режимы работы.

Общим методом исследования несимметричных режимов является метод симметричных составляющих, при котором несимметричная система токов раскладывается на симметричные составляющие и действие последних учитывается по отдельности. В данном параграфе рассмотрим действие токов разных последовательностей в трехфазной синхронной машине.

Токи и сопротивления прямой последовательности. При симметричной нагрузке синхронного генератора существуют только токи прямой последовательности. Поэтому изложенное в гл. 32 и 33 относится к работе синхронных машин с токами прямой последовательности и введенные там синхронные сопротивления x_d и x_q являются сопротивлениями синхронной машины для токов прямой последовательности.

Наиболее существенной особенностью нормального режима работы синхронной машины с токами прямой последовательности является то, что ротор машины вращается синхронно с полем токов прямой последовательности или полем реакции якоря и поэтому это поле не индуктирует в цепях индуктора никаких токов. По этой причине сопротивления x_d и x_q велики.

Пользуясь терминологией теории асинхронных машин, можно сказать, что скольжение s ротора синхронной машины относительно магнитного поля токов прямой последовательности статора (якоря) равно нулю. Поэтому сопротивления x_d и x_q идентичны индуктивным сопротивлениям асинхронной машины при идеальном холостом ходе ($s = s_1 = 0$).

Составляющими этого сопротивления являются индуктивное сопротивление рассеяния $x_{\sigma a}$ и индуктивное сопротивление от основной гармоники поля в воздушном зазоре (для синхронной машины x_{ad} и x_{aq}).

Токи и сопротивления обратной последовательности. Представим себе, что обмотка якоря (статор) синхронной машины питается напряжением обратной последовательности U_2.

Возникающие при этом токи обратной последовательности создают магнитное поле обратной последовательности, которое вращается по отношению к статору с синхронной скоростью в обратном направлении, а по отношению к ротору, вращающемуся с синхронной скоростью, в прямом направлении, — с удвоенной синхронной скоростью. Поэтому относительно этого поля скольжение ротора $s_2 = 2$ и в обмотках возбуждения, успокоительной и в массивных частях ротора индуктируются вторичные токи двойной частоты, которые вызывают соответствующие потери и нагрев ротора.

Ввиду сказанного для рассматриваемого случая действительно все изложенное в § 36-1 при $s = 2$.

Схемами замещения для токов обратной последовательности являются схемы рис. 36-2 при $s = 2$. Обозначим сопротивления этих схем при $s = 2$ буквами Z_{d2} и Z_{q2}.

При $Z_{d2} \neq Z_{q2}$ токи статора содержат составляющую основной частоты и, согласно выражению (36-4), токи тройной частоты, влиянием которых можно пренебречь. Ток основной частоты представляет собой ток обратной последовательности I_2 и определяется первым равенством (36-3) при $s = 2$:

$$\dot{I}_2 = \left(\frac{1}{Z_{d2}} + \frac{1}{Z_{q2}}\right)\frac{\dot{U}_2}{2} = \frac{Z_{d2} + Z_{q2}}{2Z_{d2}Z_{q2}}\dot{U}_2. \tag{38-1}$$

Сопротивление обратной последовательности синхронной машины Z_2 равно отношению основных гармоник напряжения и тока обратной последовательности:

$$Z_2 = \dot{U}_2/\dot{I}_2.$$

Согласно равенству (38-1),

$$\boxed{Z_2 = r_2 + jx_2 = \frac{2Z_{d2}Z_{q2}}{Z_{d2} + Z_{q2}}.} \tag{38-2}$$

Обычно r_2 значительно меньше x_2 и $z_2 \approx x_2$, так как при $s = 2$ активные сопротивления схем рис. 36-2 мало влияют на модули или значения сопротивлений Z_{d2} и Z_{q2}. При наличии успокоительных обмоток и контуров

$$z_{d2} \approx x''_d; \quad z_{q2} \approx x''_q, \tag{38-3}$$

а при их отсутствии

$$z_{d2} \approx x'_d; \quad z_{q2} \approx x_q. \tag{38-4}$$

Поэтому в первом случае в соответствии с равенством (38-2)

$$z_2 \approx x_2 = \frac{2x''_d x''_q}{x''_d + x''_q}, \qquad (38\text{-}5)$$

а во втором

$$z_2 \approx x_2 = \frac{2x'_d x_q}{x'_d + x_q}. \qquad (38\text{-}6)$$

Сопротивление Z_2 по формуле (38-2) соответствует случаю, когда напряжения статора синусоидальны, а токи несинусоидальны. Если последовательно с обмоткой статора включены значительные индуктивные сопротивления (например, сопротивления трансформаторов и линий передачи), то токи обратной последовательности синусоидальны, а напряжения обмотки статора несинусоидальны. В этом случае, как можно показать,

$$Z_2 = \frac{Z_{d2} + Z_{q2}}{2} \qquad (38\text{-}7)$$

и при наличии успокоительных обмоток и контуров

$$z_2 \approx x_2 = \frac{x''_d + x''_q}{2}, \qquad (38\text{-}8)$$

а при их отсутствии

$$z_2 \approx x_2 = \frac{x'_d + x_q}{2}. \qquad (38\text{-}9)$$

Если машина имеет успокоительные обмотки и контуры, то можно принять $Z_{d2} \approx Z_{q2}$ и $x''_d \approx x''_q$, и поэтому в данном случае, согласно выражениям (38-5) и (38-8),

$$z_2 \approx x_2 \approx x''_d \approx x''_q. \qquad (38\text{-}10)$$

При этом высшие гармоники тока и напряжения отсутствуют.

Вследствие экранирующего влияния вторичных токов сопротивление x_2 значительно меньше x_d и x_q (см. табл. 32-1). Сопротивления z_2, x_2 и r_2 можно определить по измеренным значениям $\dot{U}_2$, $\dot{I}_2$ и потребляемой активной мощности P_2, если приключить синхронную машину к источнику с симметричной системой напряжений и вращать ротор против поля с синхронной скоростью. Во избежание перегрева ротора необходимо, чтобы $I_2 = (0{,}2 \div 0{,}25)\, I_н$. Если машина не имеет успокоительных обмоток и контуров, то для получения более правильных результатов надо из осциллограмм выделить основные гармоники тока и напряжения.

Токи и сопротивления нулевой последовательности.

Токи нулевой последовательности обмотки статора I_0 создают в воздушном зазоре только пульсирующие поля гармоник $\nu = 3, 9, 15\ldots$, а основная гармоника поля будет отсутствовать (см. § 22-2). Эти гармоники поля индуктируют в обмотках возбуждения и успокоительной токи, которые относительно невелики.

Сопротивление нулевой последовательности

$$Z_0 = r_0 + jx_0. \qquad (38\text{-}11)$$

Индуктивное сопротивление нулевой последовательности x_0 ввиду отсутствия поля основной гармоники относительно невелико (см. табл. 32-1) и определяется полями пазового и лобового рассеяния обмотки статора и указанными выше гармониками поля в зазоре. Активное сопротивление нулевой последовательности r_0 в результате потерь, вызываемых гармониками поля в роторе, несколько больше активного сопротивления обмотки статора r_a, но разность $r_0 - r_a$ невелика и $r_0 \approx r_a$. Вращающий момент, создаваемый токами I_0, практически равен нулю.

Сопротивления z_0, x_0 и r_0 можно определить опытным путем, если при вращении машины с синхронной скоростью питать последовательно включенные фазы обмотки статора током I_0. Указанные сопротивления при этом определяются точно так же, как и у трансформатора (см. § 16-1).

§ 38-2. Работа синхронных генераторов при несимметричной нагрузке

Обмотка статора синхронных генераторов обычно включается в звезду, причем нулевая точка в малых машинах изолирована, а в крупных машинах с целью выполнения релейной защиты от замыканий на землю заземляется через большое сопротивление. Поэтому токи нулевой последовательности либо отсутствуют, либо весьма невелики.

В силу этого при несимметричной нагрузке синхронных генераторов, кроме токов прямой последовательности, практически существуют только токи обратной последовательности. Последние вызывают в машине ряд нежелательных явлений и делают режим работы машины тяжелым.

Потери энергии и нагрев ротора.

Токи двойной частоты, индуктируемые в роторе магнитным полем статора обратной последовательности, вызывают в роторе излишние потери и его нагрев, а также уменьшение к. п. д. машины.

Токи, индуктируемые обратным полем в успокоительных обмотках явнополюсных машин и в массивном роторе турбогенераторов, могут быть весьма значительными, а активные сопротивления этим токам под влиянием поверхностного эффекта будут большими.

Поэтому при значительной несимметрии нагрузки возникает чрезмерный и опасный нагрев успокоительных обмоток и массивных роторов.

Высокая температура тела ротора турбогенератора вызывает опасные деформации ротора и вероятность повреждения изоляции обмотки возбуждения. Нагрев успокоительной обмотки явнополюсной машины мало влияет на температуру обмотки возбуждения ввиду удаленности этих обмоток друг от друга и лучших условий охлаждения обмотки возбуждения явнополюсных машин.

Токи, индуктируемые обратным полем в обмотке возбуждения, меньше из-за большего сопротивления рассеяния этой обмотки. Поэтому в явнополюсных машинах дополнительный нагрев обмотки возбуждения при несимметричной нагрузке невелик.

Вибрация.

В результате взаимодействия потока возбуждения и потока обратной последовательности статора, а также поля прямой последовательности статора и поля токов двойной частоты ротора при несимметричной нагрузке на ротор и статор действуют знакопеременные вращающие моменты и тангенциальные силы, пульсирующие с частотой $2f_1$.

Кроме того, вследствие этих же причин возникают пульсирующие радиальные силы притяжения и отталкивания между полюсами полей статора и ротора, стремящиеся деформировать статор и ротор. Эти силы вызывают вибрацию частей машины, шум и ослабление запрессовки сердечника статора. Пульсирующие силы двойной частоты ввиду усталостных явлений могут также вредно отразиться на прочности сварных соединений, в особенности при наличии дефектов сварки. Все указанные факторы, естественно, тем сильнее, чем больше несимметрия нагрузки.

Искажение симметрии напряжений. Токи обратной последовательности вызывают в фазах обмотки статора падения напряжения Z_2I_2, векторы которых ориентированы относительно напряжений прямой последовательности в разных фазах по-разному.

В результате этого симметрия напряжений генератора искажается и напряжения более загруженных фаз будут меньше. Это ухудшает условия работы приемников, в особенности асинхронных и синхронных двигателей.

В машинах с успокоительными обмотками и массивными роторами или полюсами Z_2 меньше, вследствие чего и искажение симметрии напряжений у них меньше. Физически это объясняется тем, что в таких машинах поток обратной последовательности статора в значительной степени заглушается токами, индуктируемыми в роторе, и поэтому этот поток индуктирует в фазах обмотки статора меньшие э. д. с.

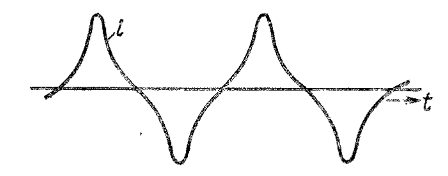


Рис. 38-1. Вид осциллограммы тока якоря синхронного генератора при двухфазном коротком замыкании

Высшие гармоники токов и напряжений. Как было установлено выше, ввиду неравенства сопротивлений по продольной (Z_{d2}) и поперечной (Z_{q2}) осям возникает третья гармоника тока с частотой $3f_1$. В особенности сильное искажение формы кривой тока происходит при несимметричных коротких замыканиях, так как при этом сглаживающее влияние внешних индуктивных сопротивлений исчезает или ослабляется. В качестве примера на рис. 38-1 изображена форма кривой тока при двухфазном коротком замыкании.

Высшие гармоники тока могут вызвать опасные резонансные явления, если в цепях обмоток статора имеются емкости (например, емкость длинных линий передачи и пр.).

В результате резонанса напряжений на зажимах обмотки статора возникают напряжения повышенных частот, которые могут превысить номинальные напряжения во много раз и повредить изоляцию машины. Это является одной из причин того, что мощные гидрогенераторы, работающие на длинные линии передачи, обычно снабжаются успокоительными обмотками. При наличии успокоительных обмоток $Z_{d2} \approx Z_{q2}$ и $x''_d \approx x''_q$, вследствие чего в этом случае токи остаются синусоидальными и опасность указанных перенапряжений исчезает.

Допустимая несимметрия нагрузки ограничивается прежде всего необходимостью предотвращения опасного нагрева ротора, а также вибрации машины.

Согласно ГОСТ 183—74, допускается длительная работа турбо- и гидрогенераторов с несимметричной нагрузкой, если токи фаз не превышают номинальных значений и разность токов в фазах не превышает 10% номинального тока фазы.

§ 38-3. Несимметричные короткие замыкания

Основные уравнения. Рассмотрим установившиеся несимметричные короткие замыкания на зажимах генератора с соединением обмоток в звезду в предположении, что они происходят при работе на холостом ходу, и определим значения токов коротких замыканий. Для этого составим прежде всего уравнения, связывающие между собой токи (I_1, I_2, I_0), сопротивления (Z_1, Z_2, Z_0) и напряжения (U_1, U_2, U_0) разных последовательностей, причем U_1, U_2 и U_0 являются составляющими напряжений фаз U_a, U_b, U_c в месте короткого замыкания (рис. 38-2).

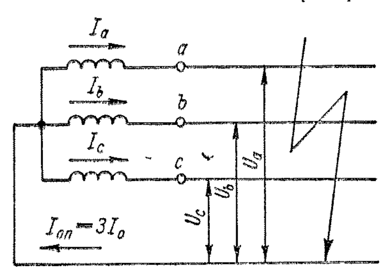


Рис. 38-2. Токи и напряжения фаз генератора при несимметричном коротком замыкании

Ток возбуждения индуктирует только э. д. с. прямой последовательности $E_1 = E$, и поэтому $E_2 = E_0 = 0$. Так как цепи фаз вплоть до места короткого замыкания симметричны, то уравнения напряжений для разных последовательностей независимы друг от друга и для фазы a имеют вид

$$\dot{E} = \dot{U}_1 + Z_1\dot{I}_1; \quad 0 = \dot{U}_2 + Z_2\dot{I}_2; \quad 0 = \dot{U}_0 + Z_0\dot{I}_0. \tag{38-12}$$

Кроме того, существуют следующие зависимости между токами и напряжениями фаз и их симметричными составляющими:

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2; \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_0 + a^2\dot{I}_1 + a\dot{I}_2; \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_0 + a\dot{I}_1 + a^2\dot{I}_2; \end{aligned} \tag{38-13}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_0 + a^2\dot{U}_1 + a\dot{U}_2; \\ \dot{U}_c &= \dot{U}_0 + a\dot{U}_1 + a^2\dot{U}_2, \end{aligned} \tag{38-14}$$

где $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$; $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$, причем $1 + a + a^2 = 0$.

Величины Z_1, Z_2, Z_0 и E будем считать заданными. Тогда девять уравнений (38-12) — (38-14) будут содержать двенадцать неизвестных токов и напряжений. Поэтому для их определения в каждом случае, исходя из конкретных особенностей каждого вида короткого замыкания, необходимо составить три дополнительных уравнения.

Сначала целесообразно определить симметричные составляющие токов и напряжений, а затем по уравнениям (38-13) и (38-14) найти фазные величины.

Из уравнений (38-12) можно определить симметричные составляющие напряжений:

$$\dot{U}_1 = \dot{E} - Z_1\dot{I}_1; \quad \dot{U}_2 = -Z_2\dot{I}_2; \quad \dot{U}_0 = -Z_0\dot{I}_0. \tag{38-15}$$

Если подставить эти значения $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{U}_0$ в уравнения (38-14), то последние приобретают вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{E} - Z_1\dot{I}_1 - Z_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0; \\ \dot{U}_b &= a^2(\dot{E} - Z_1\dot{I}_1) - aZ_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0; \\ \dot{U}_c &= a(\dot{E} - Z_1\dot{I}_1) - a^2Z_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0. \end{aligned} \tag{38-16}$$

Согласно выражениям (38-16), напряжения фаз равны э. д. с. фаз $\dot{E}$, $a^2\dot{E}$ и $a\dot{E}$ минус падения напряжения от токов разных последовательностей в сопротивлениях соответствующих последовательностей.

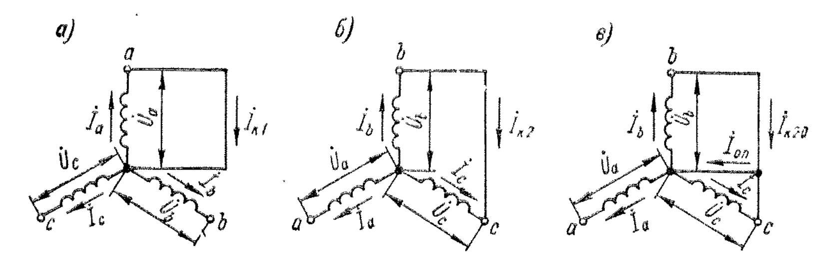


Рис. 38-3. Схемы однофазного (*а*), двухфазного (*б*) и двухфазного на нейтраль (*в*) короткого замыкания синхронного генератора

Уравнения (38-12) — (38-16) действительны не только для несимметричных коротких замыканий, но и для общего случая несимметричной нагрузки синхронного генератора. Однако ниже они будут использованы для исследования несимметричных коротких замыканий.

Однофазное короткое замыкание. В этом случае, согласно схеме рис. 38-3, *а*,

$$\dot{U}_a = 0; \tag{38-17}$$

$$\dot{I}_b = \dot{I}_c = 0. \tag{38-18}$$

Соотношения (38-17) и (38-18) представляют собой необходимые дополнительные уравнения.

Просуммируем соотношения (38-13) и учтем (38-18). Тогда

$$\dot{I}_a = 3\dot{I}_0. \tag{38-19}$$

Вычислим по (38-13) разность $\dot{I}_b - \dot{I}_c$ и учтем равенство (38-18). Тогда

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2. \tag{38-20}$$

Подставив (38-19) и (38-20) в первое уравнение (38-13), находим

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{1}{3}\dot{I}_a. \tag{38-21}$$

Используем первое уравнение (38-16). Тогда на основании выражения (38-21) получим

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}}{Z_1 + Z_2 + Z_0}, \tag{38-22}$$

и ток однофазного короткого замыкания

$$\dot I_{\text{к}1}=\dot I_a=\frac{3\dot E}{Z_1+Z_2+Z_0}. \tag{38-23}$$

Теперь можно воспользоваться равенствами (38-15) и (38-16), однако соответствующих преобразований производить здесь не будем.

Активные сопротивления r_1, r_2, r_0 малы, и их можно положить равными нулю. При этих условиях токи будут чисто индуктивными и ток $\dot I_1$ — продольным током. Поэтому при указанном предположении

$$Z_1=jx_d;\quad Z_2=jx_2;\quad Z_0=jx_0. \tag{38-24}$$

На основе полученных соотношений при условиях (38-24) на рис. 38-4 изображены векторные диаграммы токов и напряжений.

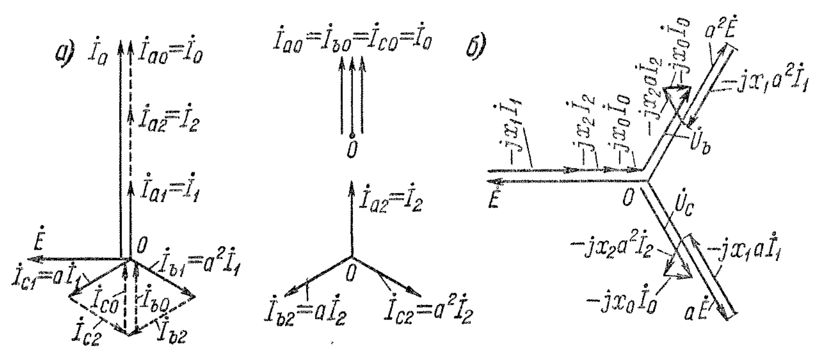


Рис. 38-4. Векторные диаграммы токов (*а*) и напряжений (*б*) при однофазном коротком замыкании

Двухфазное короткое замыкание. В данном случае, согласно рис. 38-3, *б*,

$$\dot U_b=\dot U_c; \tag{38-25}$$

$$\dot I_a=0; \tag{38-26}$$

$$\dot I_b+\dot I_c=0. \tag{38-27}$$

Суммируя уравнения (38-13) и учитывая (38-26) и (38-27), получим $\dot I_0=0$. Из первого уравнения (38-13) на основании (38-26) тогда следует, что $\dot I_1+\dot I_2=0$, а из последнего уравнения (38-12) или (38-15) следует, что $\dot U_0=0$.

Вычисляя по уравнениям (38-14) разность $\dot U_b-\dot U_c$ и учитывая (38-25), получим $\dot U_1=\dot U_2$. Вычисляя теперь с учетом полученных соотношений разность первого и второго уравнений (38-12), находим

$$\dot E=Z_1\dot I_1-Z_2\dot I_2=(Z_1+Z_2)\dot I_1,$$

откуда

$$\dot I_1=-\dot I_2=\frac{\dot E}{Z_1+Z_2}. \tag{38-28}$$

На основании выражений (38-13) и (38-28) ток двухфазного короткого замыкания

$$\dot I_{\text{к}2}=\dot I_b=-\dot I_c=a^2\dot I_1+a\dot I_2=(a^2-a)\dot I_1.$$

Так как

$$a^2-a=e^{j\frac{4\pi}{3}}-e^{j\frac{2\pi}{3}}=(\cos 240^\circ+j\sin 240^\circ)-(\cos 120^\circ+j\sin 120^\circ)=$$

$$=\left(-\frac{1}{2}-j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)-\left(-\frac{1}{2}+j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)=-j\sqrt{3},$$

то

$$\dot I_{\text{к}2}=-j\sqrt{3}\,\dot I_1=\frac{-j\sqrt{3}\,\dot E}{Z_1+Z_2}. \tag{38-29}$$

Кроме того,

$$\dot U_1=\dot U_2=-Z_2\dot I_2=Z_2\dot I_1=\frac{Z_2\dot E}{Z_1+Z_2}, \tag{38-30}$$

или, согласно выражениям (38-29) и (38-30), также

$$\dot U_1=\dot U_2=\frac{jZ_2\dot I_{\text{к}2}}{\sqrt{3}}. \tag{38-31}$$

Для напряжений фаз и линейного напряжения U_{ab}, значения которых потребуются нам в дальнейшем, на основании уравнений (38-14) и (38-31) можно получить выражения:

$$\left.\begin{aligned}\dot U_a&=2\dot U_1=\frac{j2Z_2\dot I_{\text{к}2}}{\sqrt{3}};\\ \dot U_b&=\dot U_c=(a^2+a)\dot U_1=-\dot U_1=-\frac{jZ_2\dot I_{\text{к}2}}{\sqrt{3}};\\ \dot U_{ab}&=\dot U_a-\dot U_b=j\sqrt{3}\,Z_2\dot I_{\text{к}2}.\end{aligned}\right\} \tag{38-32}$$

Векторные диаграммы токов и напряжений для случая двухфазного короткого замыкания при условиях (38-24) изображены на рис. 38-5.

Двухфазное короткое замыкание на нейтраль. Согласно рис. 38-3, *в*, в этом случае

$$\dot I_a=0; \tag{38-33}$$

$$\dot U_b=\dot U_c=0. \tag{38-34}$$

Вычислив разность $\dot U_b-\dot U_c$ по уравнениям (38-14) с учетом (38-34) получим $\dot U_1=\dot U_2$, а просуммировав уравнения (38-14), на основании (38-34) найдем $\dot U_a=3\dot U_0$. Тогда, решая первое уравнение (38-14), получим $\dot U_0=\dot U_1=\dot U_2$.

Разделим теперь уравнения (38-12) соответственно на Z_1, Z_2, Z_0 и сложим их. При этом с учетом первого уравнения (38-13) и (38-33) получим

$$\frac{\dot E}{Z_1}=\dot U_0\left(\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2}+\frac{1}{Z_0}\right),$$

откуда

$$\dot U_0=\dot U_1=\dot U_2=\frac{Z_0Z_2\dot E}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}. \tag{38-35}$$

Теперь из уравнений (38-12) на основании (38-35) находим

$$\dot I_1 = \frac{\dot E - \dot U_1}{Z_1} = \frac{(Z_2+Z_0)\,\dot E}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1};$$
$$\dot I_2 = -\frac{\dot U_2}{Z_2} = -\frac{Z_0\dot E}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1};$$
$$\dot I_0 = -\frac{\dot U_0}{Z_0} = -\frac{Z_2\dot E}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}. \qquad (38\text{-}36)$$

Для токов короткого замыкания в фазах b и c, согласно выражениям (38-13) и (38-36), имеем

$$\dot I_b = \frac{(a^2-1)\,Z_2+(a^2-a)\,Z_0}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\,\dot E;$$
$$\dot I_c = \frac{(a-1)\,Z_2+(a-a^2)\,Z_0}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\,\dot E$$

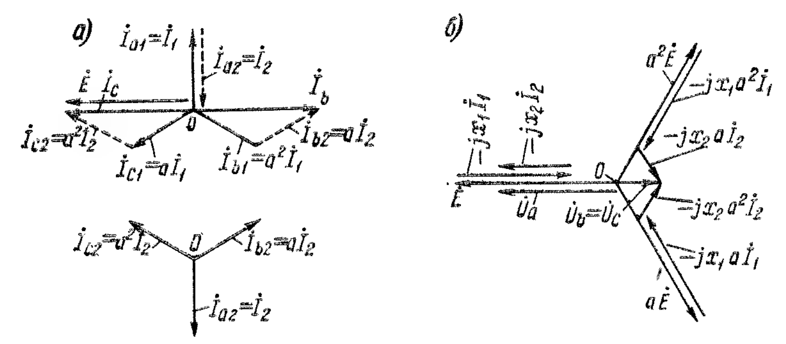


Рис. 38-5. Векторные диаграммы токов (*а*) и напряжений (*б*) при двухфазном коротком замыкании

или после подстановки значений a и a^2

$$\dot I_{к20} = \dot I_b = \frac{j\sqrt{3}\left[j\frac{\sqrt{3}}{2}Z_2 - \left(\frac{1}{2}Z_2+Z_0\right)\right]}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\,\dot E;$$
$$\dot I_c = \frac{j\sqrt{3}\left[j\frac{\sqrt{3}}{2}Z_2 + \left(\frac{1}{2}Z_2+Z_0\right)\right]}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\,\dot E. \qquad (38\text{-}37)$$

Ток в нулевом проводе

$$\dot I_{0п} = 3\dot I_0 = -\frac{3Z_2\dot E}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}. \qquad (38\text{-}38)$$

В дальнейшем нам потребуется значение напряжения фазы a, для которого на основании выражений (38-14), (38-35) и (38-38) получим

$$\dot U_a = 3\dot U_1 = -Z_0\dot I_{0п}. \qquad (38\text{-}39)$$

Векторные диаграммы токов и напряжений для этого случая при условиях (38-24) изображены на рис. 38-6.

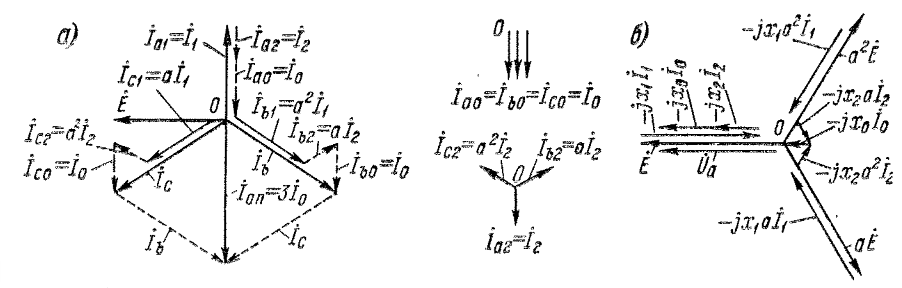


Рис. 38-6. Векторные диаграммы токов (*а*) и напряжений (*б*) при двухфазном коротком замыкании на нейтраль

Комплексные схемы замещения. Полученные результаты позволяют составить для различных видов коротких замыканий весьма простые комплексные схемы замещения, которые включают в себя сопротивления различных последовательностей и определяют соотношения между токами и напряжениями различных последовательностей.

На рис. 38-7, *а* на основании равенства (38-22) представлена такая схема для однофазного короткого замыкания. Генератор изображен в качестве источника э. д. с. E, последовательно с ним соединено сопротивление прямой последовательности Z_1, а между точками M и N, условно изображающими место короткого замыкания, включены последовательно Z_2 и Z_0. Ниже мы увидим, что такая структура схемы сохранится и для других видов коротких замыканий, но в месте короткого замыкания, между точками M и N, будут действовать другие значения сопротивлений.

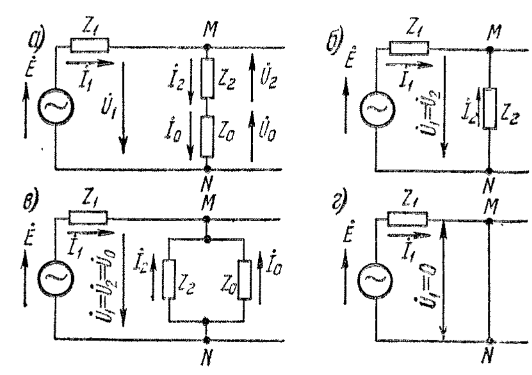


Рис. 38-7. Комплексные схемы замещения для однофазного (*а*), двухфазного (*б*), двухфазного на нейтраль (*в*) и трехфазного (*г*) короткого замыкания синхронного генератора

Очевидно, что схема рис. 38-7, *а* вполне соответствует равенству (38-22). На этой схеме, кроме того, на основании уравнений (38-15) показано, между какими точками схемы действуют напряжения разных последовательностей. Как в данном, так и в других случаях напряжение U_1 действует между условными точками короткого замыкания M и N, а U_2 и U_0 равны падениям напряжения соответственно в сопротивлениях Z_2 и Z_0.

На рис. 38-7, *б* на основании равенства (38-28) представлена комплексная схема замещения для двухфазного короткого замыкания, а указанные там напряжения также определяются уравнениями (38-15). На рис. 38-7, *в* изображена схема для двухфазного короткого замыкания на нейтраль, соответствующая равенствам (38-36), а также (38-15) и (38-35). Наконец, на рис. 38-7, *г* согласно изложенному в § 33-2, изображена схема для трехфазного короткого замыкания. В этом случае

$$\dot I_{к3} = \dot I_1 = \dot E / Z_1, \tag{38-40}$$

а $I_2 = I_0 = 0$.

Установив вид комплексных схем замещения, можно не решать уравнения, как это было сделано выше, а выписать выражения для $\dot I_1$, $\dot I_2$, $\dot I_0$ и $\dot U_1$, $\dot U_2$, $\dot U_0$ непосредственно на основе схем замещения. Если на схеме сопротивление какой-либо последовательности отсутствует, то соответствующие составляющие тока и напряжения равны нулю. Можно показать, что схемы рис. 38-7 действительны не только для рассмотренных простейших коротких замыканий, но и для несимметричных коротких замыканий в сложной сети, причем в последнем случае под Z_1, Z_2 и Z_0 нужно понимать сопротивления всей сети для токов соответствующих последовательностей.

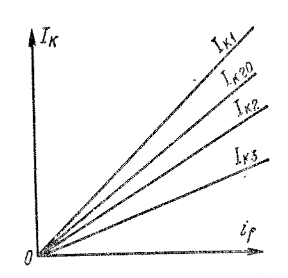


Рис. 38-8. Характеристики несимметричных и симметричных коротких замыканий синхронного генератора

Сравнение различных видов коротких замыканий. Если сопротивление нулевого провода равно нулю и короткие замыкания происходят на зажимах машины, то $z_1 > z_2 > z_0$ или при пренебрежении активными сопротивлениями $z_1 = x_d > z_2 = x_2 > z_0 = x_0$ (см. табл. 32-1). В этом случае на основании равенств (38-23), (38-29), (38-37) и (38-40) можно установить, что при одинаковых E будет $I_{к1} > I_{к2} > I_{к20} > I_{к3}$. Физически это можно объяснить тем, что при однофазном коротком замыкании размагничивающую реакцию якоря создает только ток одной фазы и поэтому в данном случае значение тока короткого замыкания получается наибольшим, а по мере увеличения числа короткозамкнутых фаз их токи уменьшаются. С другой стороны, как видно из схем рис. 38-7, для токов прямой последовательности действительны обратные соотношения: наибольшее значение I_1 соответствует трехфазному, а наименьшее — однофазному короткому замыканию.

В соответствии со сказанным на рис. 38-8 изображены характеристики коротких замыканий.

При вычислении токов коротких замыканий всегда можно пользоваться соотношениями (38-24). Отметим, что, кроме рассмотренных выше токов основной частоты, при несимметричном роторе (отсутствие успокоительных обмоток и контуров) возникают также высшие гармоники токов.

Определение сопротивлений обратной последовательности. Данные опыта двухфазного короткого замыкания используются для определения z_2, x_2 и r_2. На рис. 38-9 показаны схемы двухфазного короткого замыкания с включением приборов для измерения необходимых величин, обозначения которых указаны рядом с условными изображениями приборов.

Для модуля полного сопротивления по показаниям измерительных приборов на основании равенств (38-32) для схем рис. 38-9, *а*, *б* и *в* соответственно получим

$$z_2 = \frac{\sqrt{3}\,U_a}{2I_{к2}}; \quad z_2 = \frac{\sqrt{3}\,U_b}{I_{к2}}; \quad z_2 = \frac{U_{ab}}{\sqrt{3}\,I_{к2}}. \tag{38-41}$$

Комплексная мощность S выражается равенством

$$S = \dot U \overset{*}{I} = \mathrm{Re}\,(\dot U \overset{*}{I}) + j\,\mathrm{Im}\,(\dot U \overset{*}{I}) = P + jQ,$$

где $\overset{*}{I}$ — сопряженный комплекс тока; Re — знак действительной и Im — знак мнимой части комплексного числа.

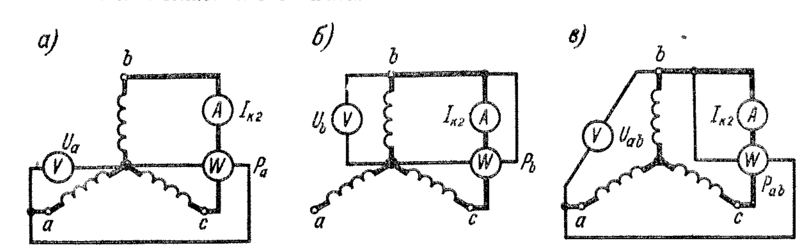


Рис. 38-9. Схемы для определения сопротивления обратной последовательности по данным опыта двухфазного короткого замыкания

Таким образом, можно утверждать, что в цепях синусоидального тока ваттметр измеряет действительную часть комплекса $\dot U \overset{*}{I}$. Согласно этому, показания ваттметров на схемах рис. 38-9, *а*, *б* и *в* соответственно равны:

$$P_a = \mathrm{Re}\,(\dot U_a \overset{*}{I}_{к2}); \quad P_b = \mathrm{Re}\,(\dot U_b \overset{*}{I}_{к2}); \quad P_{ab} = \mathrm{Re}\,(\dot U_{ab} \overset{*}{I}_{к2}).$$

Подставим сюда значения $\dot U_a$, $\dot U_b$ и $\dot U_{ab}$ из (38-32), учтем, что

$$\dot I_{к2} \overset{*}{I}_{к2} = I^2_{к2}; \quad Z_2 = r_2 + jx_2,$$

и возьмем действительные части получаемых при этом выражений, не учитывая их знаков и имея в виду, что нас интересуют только значения показаний ваттметров. Из получаемых соотношений находим

$$x_2 = \frac{\sqrt{3}\,P_a}{2I^2_{к2}}; \quad x_2 = \frac{\sqrt{3}\,P_b}{I^2_{к2}}; \quad x_2 = \frac{P_{ab}}{\sqrt{3}\,I^2_{к2}}. \tag{38-42}$$

По каждым двум значениям z_2 и x_2 можно найти

$$r_2 = \sqrt{z_2^2 - x_2^2}. \tag{38-43}$$

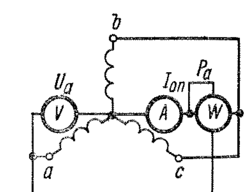


Рис. 38-10. Схема для определения сопротивлений нулевой последовательности по данным опыта двухфазного короткого замыкания на нейтраль

ГОСТ 10169—68 на испытание синхронных машин рекомендует использовать схему рис. 38-9, *в* и последние из соотношений (38-41) и (38-42). Следует иметь в виду, что при отсутствии успокоительных обмоток и контуров получаемые результаты из-за наличия высших гармоник будут неточными. Для учета влияния этих гармоник можно ввести поправки, которые здесь не рассматриваются.

Определение сопротивлений нулевой последовательности. Для этой цели используются данные опыта двухфазного короткого замыкания на нейтраль, выполняемого согласно схеме рис. 38-10.

В соответствии с равенством (38-39)

$$z_0 = U_a / I_{0п}. \tag{38-44}$$

Далее на основании равенства (38-39) и изложенного выше

$$P_a = \mathrm{Re}\,(\dot U_a \overset{*}{I}_{0п}) = \mathrm{Re}\left[-(r_0 + jx_0)\, I^2_{0п}\right] = -r_0 I^2_{0п}.$$

Отсюда, используя абсолютные значения величин, получим

$$r_0 = P_a / I_{0п}^2 \qquad (38\text{-}45)$$

и

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \qquad (38\text{-}46)$$

Внезапные несимметричные короткие замыкания. Как и при внезапном трехфазном коротком замыкании, в этом случае также во всех обмотках возникают апериодические и периодические токи. При внезапных несимметричных коротких замыканиях периодические токи якоря будут содержать составляющие тех же последовательностей I_1, I_2, I_0, как и при установившихся коротких замыканиях. Как вытекает из более подробного рассмотрения этого вопроса, амплитуды начальных значений периодических токов якоря можно вычислить по равенствам (38-23), (38-29) и (38-37), если подставить в них вместо Z_1, Z_2 и Z_0 соответственно jx''_d (или jx'_d), jx_2 и jx_0 и умножить результаты на $\sqrt{2}$, а амплитуды установившихся значений периодических токов вычисляются так же, но вместо jx''_d (или jx'_d) надо подставить jx_d. Разность начальных и конечных значений периодических токов затухает с постоянными времени T'_d, T''_d, как и при трехфазном коротком замыкании, но при несимметричных коротких замыканиях эти постоянные имеют другие значения. Начальные апериодические токи якоря равны по значению и обратны по знаку периодическим токам и также затухают с соответствующими постоянными времени.

Более подробно внезапные несимметричные короткие замыкания рассматриваются в специальных руководствах [68, 69, 72, 73, 75, 76, 79].



Глава тридцать девятая

КОЛЕБАНИЯ И ДИНАМИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 39-1. Физическая сущность колебаний синхронных машин

При колебаниях или качаниях синхронной машины ее ротор вращается неравномерно и скорость его колеблется с некоторой частотой около среднего значения.

Наибольший практический интерес представляет случай, когда машина работает параллельно с мощной сетью, частоту f_1 тока которой можно считать постоянной. В этом случае колебания угловой скорости ротора Ω происходят около синхронной угловой скорости

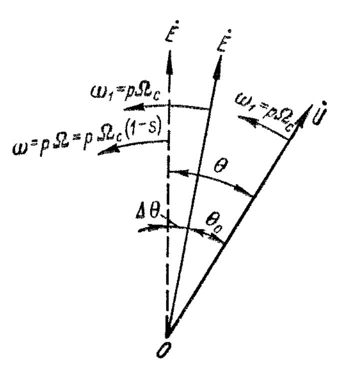
$$\Omega_c = \omega_1/p = 2\pi f_1/p.$$

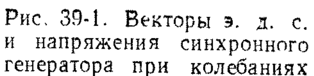
Одновременно с колебаниями Ω происходят также колебания угла нагрузки θ.

Действительно, при $\Omega > \Omega_c$ ротор забегает вперед и угол θ между векторами $\dot{E}$ и $\dot{U}$ при работе в режиме генератора увеличивается (рис. 39-1), а при $\Omega < \Omega_c$ уменьшается.

Колебания угла θ в свою очередь неразрывно связаны, как следует из векторных диаграмм, с колебаниями мощности P и тока якоря I.

Поэтому внешне колебания синхронной машины проявляются в колебаниях стрелок ваттметров и амперметров. Чем больше амплитуда колебаний Ω и θ, тем больше также колебания P и I. Если мощность сети мала, то возникают также колебания напряжения U.




Рис. 39-1. Векторы э. д. с. и напряжения синхронного генератора при колебаниях

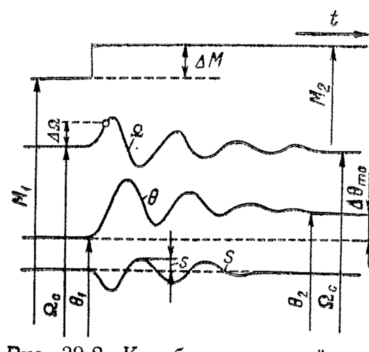


Рис. 39-2. Колебания угловой скорости Ω, угла нагрузки θ и скольжения s синхронного генератора при внезапном изменении вращающего момента на валу M

При $\Omega \neq \Omega_c$ ротор вращается с некоторым скольжением относительно магнитного поля статора, и поэтому при колебаниях синхронной машины колеблется также величина s. На рис. 39-2 представлены кривые затухающих колебаний Ω, θ и s. Индексы 1 относятся к исходному режиму, до начала колебаний, а индексы 2 — к последующему режиму, после затухания колебаний.

В ряде случаев возникают весьма сильные колебания синхронных машин, которые серьезным образом нарушают их нормальную работу, а также работу энергосистемы в целом.

При колебаниях в синхронных машинах происходят сложные переходные процессы, которые ниже рассматриваются лишь в основных чертах и преимущественно с физической точки зрения.

Колебания синхронных машин бывают вынужденные и свободные.

Вынужденные колебания синхронной машины возникают в случаях, когда механический момент на валу непостоянен и содержит пульсирующие составляющие.

Чаще всего это бывает при соединении синхронных машин с поршневыми машинами (например, дизельный первичный двигатель у генератора и поршневой компрессор у двигателя).

Вынужденные колебания становятся особенно сильными, нежелательными и опасными, когда их частота $f_в$ близка к частоте собственных или свободных колебаний f_0 и поэтому возникают резонансные явления, а также когда в общую сеть включено несколько синхронных машин, имеющих вынужденные колебания с одинаковыми или кратными частотами. Например, иногда возникают затруднения при параллельной работе так называемых синхронных дизель-генераторов, первичными двигателями которых являются дизели.

Для уменьшения вынужденных колебаний дизель-генераторы, а часто также двигатели поршневых компрессоров снабжаются маховиками. Маховики иногда присоединяются непосредственно к роторному колесу синхронной машины или ротор машины выполняется с повышенным маховым моментом (больший диаметр и масса). Дизель-генераторы имеют для уменьшения колебаний также успокоительные обмотки (о роли последних см. ниже).

Свободные колебания присущи самой природе синхронной машины, так как она при параллельной работе с сетью или другими синхронными машинами представляет собой колебательную систему.

Такие колебания возникают при любых внезапных или резких нарушениях или изменениях режима работы синхронной машины (наброс или сброс нагрузки, падение напряжения на зажимах, изменение тока возбуждения и пр.). Изображенные на рис. 39-2 колебания возникают, например, при внезапном увеличении вращающего момента первичного двигателя, как это показано в верхней части рисунка. В этом случае угол нагрузки генератора возрастает от θ_1 до θ_2, и этот переход совершается путем колебаний с начальной амплитудой колебаний угла нагрузки, равной $\Delta\theta_{m0} = \theta_2 - \theta_1$.

Свободные колебания присущи многим физическим объектам, причем их природа и характер у разнородных объектов во многом одинаковы и колебания этих объектов описываются аналогичными дифференциальными уравнениями.

Колебания ротора синхронной машины являются механическими. Такие колебания возникают в механических системах, в которых действуют упругие и инерционные силы, при всяких

возмущениях, выводящих эту систему из положения равновесия. Упругие силы, стремящиеся вернуть колеблющуюся систему в положение равновесия, зависят от величины отклонения системы от положения равновесия и в простейшем случае пропорциональны этому отклонению. В положении равновесия эти силы равны нулю. Силы инерции стремятся препятствовать изменению скорости движения системы и пропорциональны ускорениям механических масс. Когда под воздействием упругой силы система подходит к положению равновесия, то вследствие инерции она переходит через это положение. При этом направление упругой силы изменяется на обратное, система вновь начинает приближаться к положению равновесия, но под влиянием инерции переходит его и т. д. Во время колебаний упругие и инерционные силы беспрерывно изменяются по значению и по знаку. В результате этого во время колебаний происходит беспрерывное превращение потенциальной энергии, связанной с упругими силами, в кинетическую, связанную с инерционными силами, и обратно. При колебаниях обычно действует также успокаивающая, или демпфирующая, сила, которая вызывает затухание колебаний.

Затухание происходит тем сильнее, чем больше эта сила. Если она равна нулю, то колебания являются незатухающими, т. е. происходят с постоянной амплитудой.

Простейшим примером механической колебательной системы является спиральная пружина с подвешенным к ней грузом. При нарушении равновесия, например, путем внезапного увеличения или уменьшения массы груза система приходит в колебания, причем амплитуда колебаний равна разности положений груза в конечном и начальном положениях равновесия. Упругая сила в данном случае — это сила упругой деформации пружины, инерционная сила — сила инерции колеблющегося груза и успокаивающая сила — сила трения колеблющегося груза о воздух. Частота колебаний тем больше, чем больше жесткость пружины и чем меньше масса груза.

При свободных колебаниях синхронной машины действуют совершенно аналогичные силы или, вернее, вращающие моменты, поскольку в данном случае происходят колебания вращающегося тела — ротора синхронной машины. Упругим силам в данном случае соответствует электромагнитный момент, действующий на ротор и зависящий от угла нагрузки θ (см. § 35-3). Деформация магнитного поля в зазоре при изменении угла нагрузки (см. рис. 35-6) аналогична деформации пружины и вызывает изменение электромагнитного момента. В этом отношении линии магнитной индукции уподобляются упругим нитям, играющим роль пру-

жины. Инерционным силам соответствует инерционный, или динамический, вращающий момент ротора, возникающий при наличии положительного или отрицательного углового ускорения ротора.

Частота собственных колебаний синхронных машин f_0 обычно составляет 0,5—2,0 Гц.

Успокоительный момент синхронной машины, вызванный трением ее ротора о воздух и в подшипниках, весьма невелик, и им можно пренебречь.

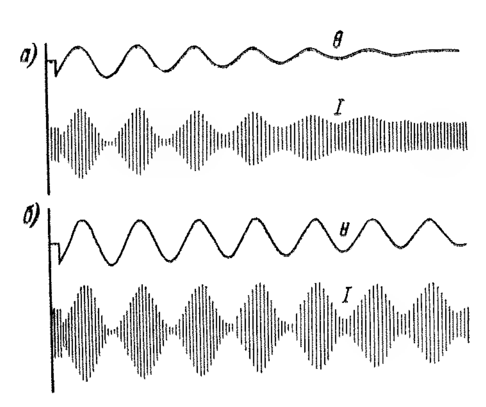


Рис. 39-3. Свободные колебания синхронной машины при наличии (а) и отсутствии (б) успокоительной обмотки

Успокоение колебаний синхронной машины происходит в основном за счет момента, возникающего в результате того, что при колебаниях ротор попеременно движется то быстрее, то медленнее магнитного поля статора и поэтому в обмотках возбуждения и успокоительной индуктируются токи. Этот успокоительный момент по своей природе вполне идентичен асинхронному моменту синхронной машины (см. § 36-1), стремится восстановить синхронную скорость вращения и заглушить колебания, так как при $\Omega > \Omega_c$ и $s < 0$ он является тормозным, а при $\Omega < \Omega_c$ и $s > 0$ действует в сторону вращения ротора и является ускоряющим.

Обмотка возбуждения создает относительно слабый успокоительный момент, в особенности, когда угол θ мал (область нормальных нагрузок) или близок к нулю (холостой ход). Это объясняется тем, что при $\theta = 0$ поток реакции якоря является чисто продольным и небольшие смещения ротора относительно этого потока вызывают лишь небольшие изменения потокосцепления ротора, вследствие чего и токи, индуктируемые в этой обмотке, невелики.

Эффективным средством успокоения колебаний является применение полной успокоительной обмотки (рис. 39-3), создающей большой успокоительный момент. Основное назначение этой обмотки как раз и заключается в успокоении свободных колебаний, откуда происходит и ее название.

§ 39-2. Колебания синхронной машины

Рассмотрим сначала случай, когда амплитуда колебаний угла нагрузки мала. При этом дифференциальное уравнение движения ротора является линейным и имеет простое решение, позволяющее выяснить существенные особенности колебательного процесса синхронной машины. Для изучения этого вопроса составим уравнение вращающих моментов синхронной машины при ее колебаниях и для определенности будем иметь в виду режим генератора, хотя получаемые результаты будут действительны и для двигателя.

Вращающие моменты, действующие при колебаниях. В соответствии с соотношением (35-4) электромагнитный момент выражается равенством

$$M = \frac{P}{\Omega_c} = \frac{mEU}{\Omega_c x_d}\sin\theta + \frac{mU^2}{2\Omega_c}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (39\text{-}1)$$

Пусть колебания совершаются около значения угла $\theta = \theta_0$, соответствующего состоянию равновесия, когда электромагнитный момент $M = M_0$ уравновешивается внешним вращающим моментом, приложенным к валу машины. Тогда при колебаниях

$$\theta = \theta_0 + \Delta\theta, \qquad (39\text{-}2)$$

где $\Delta\theta = f(t)$ представляет собой переменную величину отклонения угла при колебаниях машины.

Подставим θ из (39-2) в (39-1) и ввиду малости $\Delta\theta$ положим, что

$$\sin\theta = \sin(\theta_0 + \Delta\theta) = \sin\theta_0\cos\Delta\theta + \cos\theta_0\sin\Delta\theta \approx \sin\theta_0 + \Delta\theta\cos\theta_0;$$

$$\sin 2\theta = \sin(2\theta_0 + 2\Delta\theta) =$$
$$= \sin 2\theta_0\cos 2\Delta\theta + \cos 2\theta_0\sin 2\Delta\theta \approx \sin 2\theta_0 + 2\Delta\theta\cos 2\theta_0.$$

Тогда вместо (39-1) получим

$$M = M_0 + \Delta M = M_0 + M_{c.м}\Delta\theta, \qquad (39\text{-}3)$$

где

$$M_0 = \frac{mEU}{\Omega_c x_d}\sin\theta_0 + \frac{mU^2}{2\Omega_c}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta_0 \qquad (39\text{-}4)$$

представляет собой значение M по формуле (39-1) при $\theta = \theta_0$, а

$$M_{c.м} = \frac{mEU}{\Omega_c x_d}\cos\theta_0 + \frac{mU^2}{\Omega_c}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta_0 \qquad (39\text{-}5)$$

в соответствии с (35-19) является коэффициентом синхронизирующего момента. При этом принимается, что ввиду малой амплитуды колебаний скорость вращения $\Omega_c = \text{const}$.

Так как M_0 уравновешивается приложенным к валу внешним моментом, то достаточно учесть лишь второй член (39-3), который

представляет собой известный из (35-16) синхронизирующий момент

$$M_{с} = - M_{с.\,м}\Delta\theta \qquad (39\text{-}6)$$

и играет при этом роль, аналогичную упругой силе колеблющейся пружины с грузом. Знак минус в выражение (39-6) введен в связи с тем, что при $M_{с.м} > 0$ и $\Delta\theta > 0$ момент $M_{с}$ действует на вал тормозящим образом, как это следует, например, из изложенного в § 35-3 и 35-4.

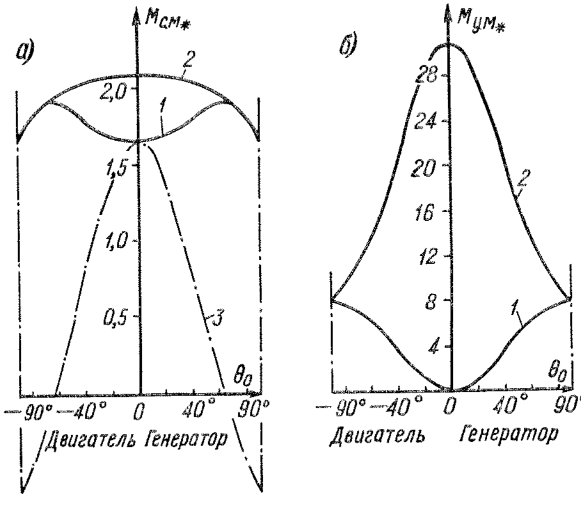


Рис. 39-4. Кривые коэффициентов синхронизирующего (*а*) и успокоительного (*б*) моментов для синхронной машины с $x_{d*} = 1{,}0$; $x_{q*} = 0{,}6$; $x'_{d*} = 0{,}3$; $x''_{q*} = 0{,}25$; $T'_{d} = 1$ с; $T''_{q} = 0{,}05$ с при $E_{*} = U_{*} = 1$ и $f_0 = 1{,}5$ Гц

1 — машина без успокоительной обмотки ($f_0 = 1{,}5$ Гц); *2* — машина с успокоительной обмоткой по поперечной оси ($f_0 = 1{,}5$ Гц); *3* — коэффициент синхронизирующего момента при частоте колебаний $f_0 = 0$

Необходимо отметить, что выражение (39-5) для $M_{с.м}$ действительно только при чрезвычайно медленных изменениях угла θ, когда можно пренебречь электромагнитными переходными процессами в обмотках машины. В действительности скорость колебаний конечна, и поэтому в обмотках индуктора возникают такие же дополнительные апериодические токи, как и при внезапном коротком замыкании (см. § 34-3). Действие этих токов подобно действию тока возбуждения i_{f0}, создаваемого напряжением возбудителя, что эквивалентно некоторому увеличению E или уменьшению x_d в равенстве (39-5). Вследствие этого при переходных процессах и, в частности, при колебаниях значение $M_{с.м}$ в действительности больше значения, определяемого равенством (39-5). На рис. 39-4, *а* в качестве примера приведены кривые $M_{с.м} = f(\theta_0)$ для явнополюсной машины при колебаниях с частотой $f_0 = 1{,}5$ Гц. Там же для сравнения изображена кривая $M_{с.м}$, построенная по равенству (39-5) для случая, если бы колебания совершались чрезвычайно медленно ($f_0 = 0$). На рис. 39-4, *а* отложена относительная величина коэффициента синхронизирующего момента

$$M_{с.\,м*} = \frac{M_{с.\,м}}{M_{б}} = \frac{\Omega_{с} M_{с.\,м}}{S_{н}} = \frac{\omega_1 M_{с.\,м}}{pS_{н}}. \qquad (39\text{-}7)$$

Инерционный вращающий момент

$$M_{и} = - J\frac{d^2\alpha}{dt^2},$$

где J — момент инерции вращающихся частей и

$$\alpha = \Omega_{с} t + \theta_0/p + \Delta\theta/p$$

представляет собой угловую координату движения ротора. Угол α выражается в геометрических единицах угла, и поэтому электрические углы θ_0 и $\Delta\theta$ разделены на число пар полюсов p. Таким образом,

$$M_{и} = - \frac{J}{p}\frac{d^2\Delta\theta}{dt^2}. \qquad (39\text{-}8)$$

Успокоительный момент $M_{у}$ при малых скольжениях s, как и всякий асинхронный момент, пропорционален s:

$$M_{у} = M_1 s,$$

где M_1 — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность момента.

Величина $\Delta\theta$ изменяется вследствие изменения скольжения, и

$$d\Delta\theta = p\Omega_{с}(1 - s)\,dt - p\Omega_{с}\,dt,$$

где первый член представляет собой угол поворота вектора $\dot{E}$ за время dt, а второй — угол поворота вектора $\dot{U}$ за это же время. Отсюда

$$s = - \frac{1}{p\Omega_{с}}\frac{d\Delta\theta}{dt}.$$

Поэтому

$$M_{у} = - M_{у.\,м}\frac{d\Delta\theta}{dt}, \qquad (39\text{-}9)$$

где $M_{у.\,м} = \frac{M_1}{p\Omega_{с}} = \frac{M_1}{\omega_1}$ — коэффициент успокоительного момента.

Можно показать, что в случае, когда ротор синхронной машины в электрическом отношении полностью симметричен, как и ротор асинхронной машины, для $M_{у.м}$ действительно выражение для вращающего момента асинхронной машины (25-6), если заменить в нем s на отношение f_0/f_1. В действительности такая симметрия отсутствует, и поэтому $M_{у.м}$ зависит от положения осей симметрии ротора относительно волны поля реакции якоря, т. е. от угла θ_0.

Как следует из равенства (39-9), $M_{у.м}$ имеет размерность момента, умноженного на время. При переходе к относительным единицам за базисное следует принимать значение $M_{у.м}$ при $M_1 = M_б$, и тогда

$$M_{у.м.б} = \frac{M_б}{\omega_1} = \frac{S_н}{\omega_1 \Omega_c}.$$

На рис. 39-4, *б* приведены относительные безразмерные значения коэффициента успокоительного момента

$$M_{у.м*} = \frac{M_{у.м}}{M_{у.м.б}} = \frac{\omega_1 \Omega_c M_{у.м}}{S_н} = \frac{\omega_1^2 M_{у.м}}{p S_н}. \tag{39-10}$$

Уравнение моментов и его решение. Согласно изложенному, уравнение моментов при колебаниях имеет вид

$$M_н + M_у + M_c = 0$$

или, согласно (39-6), (39-8) и (39-9),

$$\frac{J}{p} \frac{d^2 \Delta\theta}{dt^2} + M_{у.м} \frac{d\,\Delta\theta}{dt} + M_{c.м} \Delta\theta = 0. \tag{39-11}$$

Решением уравнения (39-11) является

$$\Delta\theta = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}, \tag{39-12}$$

где C_1 и C_2 — постоянные интегрирования, а λ_1 и λ_2 — корни характеристического уравнения

$$\frac{J}{p} \lambda^2 + M_{у.м} \lambda + M_{c.м} = 0,$$

имеющие вид

$$\lambda_{1,2} = -\frac{p M_{у.м}}{2J} \pm \sqrt{\frac{p^2 M_{у.м}^2}{4J^2} - \frac{p M_{c.м}}{J}}. \tag{39-13}$$

Первый член под корнем выражения (39-13) обычно значительно меньше второго, и поэтому квадратный корень представляет собой мнимое число. Это и является условием возникновения колебательного процесса, так как при вещественном корне изменение $\Delta\theta$ будет апериодическим.

Согласно сказанному, вместо (39-13) можно написать

$$\lambda_1 = -1/T_к + j\omega_0; \quad \lambda_2 = -1/T_к - j\omega_0, \tag{39-14}$$

где

$$\boxed{T_к = \frac{2J}{p M_{у.м}}} \tag{39-15}$$

представляет собой постоянную времени затухания колебаний, а

$$\boxed{\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{p M_{c.м}}{J} - \frac{p^2 M_{у.м}^2}{4J^2}} \approx \sqrt{\frac{p M_{c.м}}{J}}} \tag{39-16}$$

— угловую частоту свободных, или собственных, колебаний синхронной машины.

При подстановке λ_1 и λ_2 из (39-14) в (39-12) получим

$$\Delta\theta = (A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \sin \omega_0 t)\, e^{-t/T_к}, \tag{39-17}$$

где $A_1 = C_1 + C_2$ и $A_2 = j\,(C_1 - C_2)$ — новые постоянные интегрирования, определяемые из начальных условий. Например, в случае, соответствующем рис. 39-2,

$$A_1 = -\Delta\theta_{m0}; \quad A_2 = 0$$

и поэтому

$$\Delta\theta = -\Delta\theta_{m0} \cos \omega_0 t e^{-t/T_к}.$$

Согласно равенствам (39-15) и (39-17), колебания затухают тем быстрее, чем больше $M_{у.м}$. При $M_{у.м} = 0$ постоянная времени $T_к = \infty$ и колебания являются незатухающими.

Частота свободных колебаний. Вместо J обычно рассматривают так называемую *инерционную постоянную*

$$T_j = \frac{J \Omega_c^2}{S_н} = \frac{J \omega_1^2}{p^2 S_н}, \tag{39-18}$$

которая равна отношению удвоенной кинетической энергии вращающихся масс при $\Omega = \Omega_c$ к номинальной полной мощности $S_н$. Физически T_j означает время, в течение которого агрегат достигнет номинальной скорости на холостом ходу при пуске в ход, если к валу приложен постоянный вращающий момент

$$M_б = S_н / \Omega_c.$$

Маховой момент GD^2 равен массе вращающихся частей G, умноженной на квадрат диаметра инерции D^2, и в системе СИ выража-

ется в кг·м². В этой системе единиц

$$J = GD^2/4. \quad (39\text{-}19)$$

Поэтому также

$$T_j = \frac{\omega_1^2 GD^2}{4p^2 S_н}. \quad (39\text{-}20)$$

Значения T_j приведены в табл. 32-1.

Если в выражение (39-16) подставить значение J из (39-18) и учесть равенства (39-7) и (39-10), то получим

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_1 M_{с.м*}}{T_j} - \left(\frac{M_{у.м*}}{2T_j}\right)^2} \approx \sqrt{\frac{\omega_1 M_{с.м*}}{T_j}}. \quad (39\text{-}21)$$

Частота собственных колебаний

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_1 M_{с.м*}}{T_j} - \left(\frac{M_{у.м*}}{2T_j}\right)^2} \approx \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_1 M_{с.м*}}{T_j}}. \quad (39\text{-}22)$$

Например, для машины с параметрами, указанными в подписи к рис. 39-4, согласно этому рисунку, при $\theta_0 = 20°$ имеем $M_{с.м*} = 2{,}15$ и $M_{у.м*} = 28$. Если $T_j = 7{,}3$ с, то по формуле (39-22) получим

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{314 \cdot 2{,}15}{7{,}3} - \left(\frac{28}{2 \cdot 7{,}3}\right)^2} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{92{,}5 - 3{,}67} = 1{,}5 \text{ Гц}.$$

Период собственных колебаний при этом

$$T_0 = 1/f_0 = 1/1{,}5 = 0{,}67 \text{ с}.$$

Самораскачивание синхронной машины. В случае когда $M_{у.м} < 0$ и поэтому на основании выражения (39-15) $T_к < 0$, в соответствии с (39-17) сколь угодно малые колебания, возникшие в результате каких-либо возмущений, будут не затухать, а возрастать по амплитуде. Такие случаи возникают на практике в маломощных синхронных машинах, не имеющих успокоительной обмотки, при работе параллельно с сетью на холостом ходу или при весьма малой нагрузке. При этом $\theta_0 \approx 0$ и, согласно рис. 39-4, *б*, также $M_{у.м} \approx 0$. Однако кривые рис. 39-4 учитывают только успокоительный момент, который создается токами, индуктируемыми в обмотках ротора, при сопротивлении обмотки якоря $r_a = 0$. Как показывает более подробный анализ этого вопроса, при $r_a \neq 0$ создается еще небольшая дополнительная составляющая $M_{у.м}$, которая отрицательна и по абсолютной величине тем больше, чем больше r_a. При этом в области $\theta_0 \approx 0$ результирующая величина $M_{у.м}$ у малых машин, которые имеют повышенные значения r_a, становится отрицательной и возникают самопроизвольные колебания, или так называемое с а м о р а с к а ч и в а н и е м а ш и н ы.

Амплитуда колебаний, достигнув определенного значения, обычно стабилизируется в результате наличия нелинейных зависимостей. У машин с $P_н > 10 \div 20$ кВт самораскачивания обычно не наблюдается как ввиду малости r_a, так и в результате того, что и при расслоенных полюсах в сердечнике ротора индуктируются вихревые токи, создающие положительный успокоительный момент.

§ 39-3. Динамическая устойчивость синхронной машины

Под динамической устойчивостью синхронной машины понимается ее способность сохранять синхронный режим параллельной работы с сетью при больших и резких возмущениях режима ее работы (короткие замыкания в сети и пр.). Устойчивость работы при этих условиях зависит как от величины возмущения и его длительности, так и от параметров машины, значения ее предшествующей нагрузки и прочих условий. В большинстве случаев при таких возмущениях возникают колебания или качания ротора с большой амплитудой. Нередко возникающий при таких возмущениях режим работы является неустойчивым и машина выпадает из синхронизма.

Вопросы, связанные с динамической устойчивостью, весьма сложны и рассматриваются подробнее в специальных курсах [69—79]. Ниже дается лишь понятие о динамической устойчивости.

Э. д. с. за переходным сопротивлением и угловая характеристика мощности при переходных режимах. При резких изменениях режима работы синхронной машины, как и при внезапных коротких замыканиях, в обмотках индуктора возникают добавочные апериодические токи, в результате чего э. д. с. E, индуктируемая в обмотке якоря, увеличивается и угловая характеристика активной мощности, выражаемая равенством (35-4), изменяется. Как видно из (35-4), при этих условиях машина в состоянии развить бо́льшую электрическую мощность. Хотя равенством (35-4) можно пользоваться и при переходных режимах, но это неудобно, так как при этом каждый раз необходимо определять E с учетом влияния апериодических токов в обмотках индуктора. Поэтому целесообразно такое изменение соотношения (35-4), чтобы в него входили величины, которые при резких изменениях режима остаются неизменными.

Как было установлено в гл. 34, при резких изменениях режима в обмотках возбуждения и успокоительной возникают апериодические токи, затухающие с постоянными времени T'_d и T''_d. Так как период собственных колебаний $T_0 = 0{,}5 \div 2{,}0$ с, $T'_d = 0{,}5 \div 3{,}0$ с и $T''_d = 0{,}02 \div 0{,}10$ с, то отсюда следует, что быстро затухающие апериодические токи затухают уже в самом начале первого периода колебаний и поэтому мало влияют на эти колебания. Следовательно, этими токами можно пренебречь. Однако $T'_d > T_0/2$, поэтому медленно затухающие апериодические токи ротора в течение первого полупериода колебаний изменяются мало и в течение этого времени их можно считать постоянными. Изложенное равнозначно предположению, что в течение начального периода колебаний $T''_d = 0$ и $T'_d = \infty$. Это соответствует случаю, когда успокоительная обмотка отсутствует, а обмотка возбуждения является сверхпроводящей и поэтому ее потокосцепление постоянно. Сопротивление успокоительной обмотки по поперечной оси $r_{уq}$ также велико, и поэтому можно положить, что $T''_q = 0$. Исходя из этих положений, можно преобразовать равенство (35-4), которое будет действительно для начального периода колебаний при резких изменениях режима работы синхронной машины.

Учитывая, что $E = x_{ad} i_f$, согласно векторной диаграмме рис. 33-2, для установившегося режима действительно соотношение

$$x_{ad} i_f - x_d I_d = U \cos \theta. \qquad (39\text{-}23)$$

Оно действительно и для начального периода резкого нарушения режима, если учесть увеличение i_f в результате возникновения свободной апериодической составляющей этого тока.

С другой стороны, условие постоянства потокосцепления обмотки возбуждения Ψ_f можно написать в следующем виде:

$$(x_{\sigma f} + x_{ad})\, i_f - x_{ad} I_d = \omega_1 \Psi_f = \mathrm{const}.$$

Отсюда

$$i_f = \frac{\omega_1 \Psi_f + x_{ad} I_d}{x_{\sigma f} + x_{ad}},$$

и это выражение также действительно как до, так и после резкого нарушения режима. Подставив это значение i_f в (39-23), находим

$$\frac{x_{ad}\omega_1\Psi_f}{x_{\sigma f} + x_{ad}} - \left(x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{\sigma f} + x_{ad}}\right) I_d = U \cos \theta. \qquad (39\text{-}24)$$

Обозначим первый член этого выражения, который вследствие постоянства потокосцепления Ψ_f также постоянен, через E'_d. С другой стороны, коэффициент второго члена

$$x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{\sigma f} + x_{ad}} = x_{\sigma a} + x_{ad} - \frac{x_{ad}^2}{x_{\sigma f} + x_{ad}} =$$

$$= x_{\sigma a} + \frac{x_{ad}(x_{\sigma f} + x_{ad}) - x_{ad}^2}{x_{\sigma f} + x_{ad}} = x_{\sigma a} + \frac{x_{\sigma f} x_{ad}}{x_{\sigma f} + x_{ad}}$$

в соответствии с (34-27) представляет собой переходное сопротивление x'_d. Поэтому вместо (39-24) получим

$$E'_d = U \cos \theta + x'_d I_d, \qquad (39\text{-}25)$$

причем $E'_d = \mathrm{const}$ и соотношение (39-25) также действительно до и после нарушения режима.

Значение э. д. с. E'_d, называемой э. д. с. з а п е р е х о д н ы м с о п р о т и в л е н и е м x'_d, можно найти, построив векторную диаграмму э. д. с. по данным предшествующего режима (рис. 39-5). Построив на этой диаграмме векторы $x'_d \dot{I}_d$ и $\dot{E}'_d$, получим видоизмененную диаграмму, отличающуюся от обычной только заменой x_d на x'_d и E на E'_d. Поэтому и выражение для угловой характеристики получим путем такой же замены в соотношении (35-4). Таким образом, при резких нарушениях режима в начальный период колебаний имеем

$$P = \frac{mE'_d U}{x'_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x'_d}\right) \sin 2\theta. \qquad (39\text{-}26)$$

Так как $x'_d < x_q$, то множитель перед $\sin 2\theta$ в данном случае отрицателен. На рис. 39-6 представлены зависимости $P = f(\theta)$ по (35-4) (кривая *1*) и по (39-26) (кривая *2*) для явнополюсной машины с $x_{d*} = 1{,}1$, $x_{q*} = 0{,}75$, $x'_{d*} = 0{,}25$ при $U_* = 1$, когда машина в установившемся режиме работала с номинальной нагрузкой ($\cos \varphi_н = 0{,}8$ (инд.), $P_* = 0{,}8$, $\theta_н = 22°27'$), чему соответствует $E_* = 1{,}87$ и $E'_{d*} = 1{,}14$.

Из рис. 39-6 следует, что в переходном режиме машина при таком же значении U может нести значительно бо́льшую нагрузку, тем бо́льшую, чем меньше x'_d. Поэтому, чем меньше x'_d, тем больше динамическая устойчивость машины.

Понятие о динамической устойчивости. Рассмотрим случай (рис. 39-7), когда генератор $Г$, эквивалентный мощной электростанции, работает через трансформаторы $T1$ и $T2$ и две параллельные линии передачи $Л1$ и $Л2$ на приемную систему $ПС$ с $U = \mathrm{const}$. При установившемся режиме генератор работает в точке *1* угловой характеристики *а* рис. 39-8, *а*, определяемой равенством (35-4), причем в данном случае параметры x_d, x_q, x'_d включают в себя также индуктивные сопротивления трансформаторов и линий передачи. В точке *1* мощность генератора P равна мощности $P_{п.д}$, развиваемой турбиной.

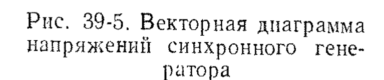


Рис. 39-5. Векторная диаграмма напряжений синхронного генератора

Рис. 39-6. Угловые характеристики активной мощности синхронного генератора в установившемся (кривая *1*) и переходном (кривая *2*) режимах

Допустим теперь, что в результате какой-либо неисправности одна из параллельных линий отключается. В результате такого динамического нарушения режима наступает переходный процесс, в начальной стадии которого величина E'_d, определяемая параметрами и другими величинами исходного режима, остается постоянной. При этом будет справедливо соотношение (39-26), но вследствие отключения одной линии x'_d увеличится, и в результате этого угловая характеристика переходного режима *б* рис. 39-8, *а* может пойти ниже характеристики *а*, несмотря на отмеченную выше способность машины развивать в переходном режиме при тех же U и x бо́льшую мощность. Угол θ вследствие инерции мгновенно измениться не может, и поэтому непосредственно вслед за отключением линии генератор переходит на работу в точку *2* характеристики *б*.

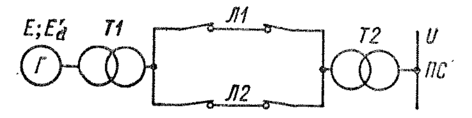


Рис. 39-7. Схема передачи энергии от синхронного генератора

Так как мощность турбины остается постоянной, то при этом $P < P_{п.д}$, поэтому ротор будет ускоряться и угол θ будет расти. В точке 3 наступит равновесие мощностей $P = P_{п.д}$ и вращающих моментов, но угловая скорость Ω будет больше синхронной $\Omega_с$, и поэтому θ продолжает увеличиваться. Вправо от точки 3 будет $P > P_{п.д}$, поэтому ротор будет тормозиться, Ω — уменьшаться и на рис. 39-8, *а* в некоторой точке 4 скорость уменьшится до синхронной $\Omega = \Omega_с$.

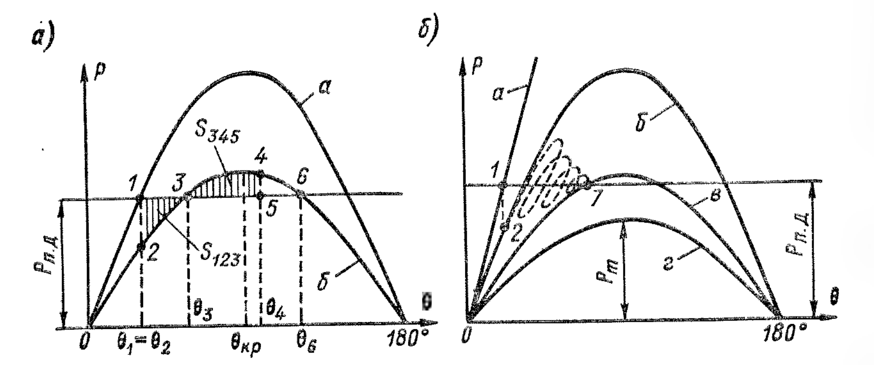


Рис. 39-8. Угловые характеристики синхронного генератора в нормальных и аварийных режимах

Положение точки 4 определяется равенством площадей заштрихованных треугольников 123 и 345, т. е. $S_{123} = S_{345}$ (правило площадей). Действительно, длины линий штриховки этих треугольников пропорциональны неуравновешенному синхронизирующему моменту:

$$\Delta M = \frac{P_{п.д} - P}{\Omega}$$

и работа dA, совершаемая этим моментом при изменении угла на $d\theta$, равная

$$dA = \Delta M \frac{d\theta}{p},$$

идет на сообщение ротору во время его ускорения добавочной кинетической энергии этой же величины. Поэтому на участке кривой 1—3 ротор получает добавочную кинетическую энергию

$$A = \int_{\theta_1}^{\theta_3} \frac{\Delta M}{p} d\theta = \int_{\theta_1}^{\theta_3} \frac{P_{п.д} - P}{p\Omega} d\theta \approx \int_{\theta_1}^{\theta_3} \frac{P_{п.д} - P}{p\Omega_с} d\theta = \frac{S_{123}}{p\Omega_с}.$$

Здесь мы положили $\Omega \approx \Omega_с$, так как эти величины мало отличаются друг от друга.

Аналогично при торможении ротора на участке 3—4 его кинетическая энергия уменьшается на величину $S_{345}/(p\Omega_с)$, и поэтому скорость ротора достигнет синхронной, когда $S_{123} = S_{345}$.

Таким образом, в точке 4 будет $\Omega = \Omega_с$, но так как $P > P_{п.д}$, то торможение ротора продолжается, Ω становится меньше $\Omega_с$ и θ уменьшается. При этом режим работы меняется от точки 4 к точке 3, в точке 3 $P = P_{п.д}$ и торможение прекращается, но при этом $\Omega < \Omega_с$, уменьшение θ поэтому будет продолжаться и режим меняется от точки 3 к точке 2. На этом участке $P_{п.д} < P$, поэтому будет происходить ускорение ротора, Ω будет расти, но уменьшение θ будет продолжаться до тех пор, пока в точке 2 не станет $\Omega = \Omega_с$. Этим заканчивается первый период колебаний ротора и угла θ от $\theta = \theta_2$ до $\theta = \theta_4$ и обратно до $\theta = \theta_2$. После этого ротор снова начинает ускоряться, рассмотренный цикл колебаний повторяется и наступают незатухающие колебания ротора с колебаниями θ в диапазоне $\theta_2 - \theta_4$. Машина при этом из синхронизма не выпадает, хотя очевидно, что наибольший угол θ_4 может быть больше $\theta_{кр}$.

К заключению о возникновении незатухающих колебаний мы пришли потому, что полагали $E'_d = \text{const}$ и неизменность в связи с этим характеристики *б* рис. 39-8, *а* во время колебаний и, кроме того, пренебрегли успокоительным моментом $M_у$, возникающим в результате того, что $\Omega \neq \Omega_с$. В действительности даже при предположении $E'_d = \text{const}$ момент $M_у \neq 0$ и машина развивает мощность также за счет этого момента. Поэтому при движении от точки 2 на рис. 39-8, *а* к точке 4, когда $\Omega > \Omega_с$ и $s < 0$ (режим асинхронного генератора), характеристика $P = f(\theta)$ пойдет несколько выше кривой *б*, ускорение на участке 2—3 будет слабее, а торможение на участке 3—4 — сильнее и в результате угол θ_4 будет несколько меньше. Далее, при движении от точки 4 к точке 2, когда $\Omega < \Omega_с$ и $s > 0$ (режим асинхронного двигателя), характеристика $P = f(\theta)$ пойдет ниже кривой *б*, вследствие этого на участке 4—3 торможение вниз от $\Omega = \Omega_с$ будет слабее, а на участке 3—2 ускорение будет сильнее и поэтому равенство $\Omega = \Omega_с$ после первого периода колебаний наступит правее точки 2. Таким образом, под воздействием $M_у$ размах, или амплитуда, колебаний будет непрерывно уменьшаться до тех пор, пока эти колебания не затухнут полностью и при $E'_d = \text{const}$ не наступит установившийся режим работы в точке 3, когда $P = P_{п.д}$. Характер колебаний при этом имеет вид кривых на рис. 39-2 и 39-3.

На самом деле предположение $E'_d = \text{const}$ с достаточной точностью действительно только для первого полупериода колебаний, от точки 2 до точки 4 на рис. 39-8, *а*. В дальнейшем наступает заметное затухание всплеска тока возбуждения Δi_f, вызванного динамическим нарушением режима, и поэтому E'_d будет уменьшаться. Вследствие этого ординаты кривой б будут непрерывно уменьшаться и при $\Delta i_f \to 0$ характеристика $P = f(\theta)$ изобразится в виде кривой *в* на рис. 39-8, б, которая соответствует равенству (39-4) и расположена ниже кривой *а*, так как при отключении одной линии на схеме рис. 39-7 x_d и x_q увеличатся. Поэтому колебания в действительности происходят вдоль штриховой кривой рис. 39-8, *б* и установившийся режим наступает в точке 7 кривой *в*. Колебания при этом также имеют характер, изображенный на рис. 39-2 и 39-3. Однако если, согласно выражению (35-4), установившемуся режиму вместо кривой *в* рис. 39-8, б будет соответствовать кривая *г* этого же рисунка, то машина, сохраняя синхронизм в течение первого периода колебаний, выйдет из синхронизма в течение последующих циклов колебаний, так как максимальная развиваемая мощность генератора $P_m < P_{п.д}$. Угол θ при этом будет беспредельно расти (рис. 39-9, *а*).

Может случиться также, что кривая *б* на рис. 39-8, *а* будет располагаться настолько низко, что площадь S_{123} будет больше площади S_{3465} фигуры 3465, находящейся над прямой $P_{п.д} = \text{const}$. Тогда площадь торможения S_{3465} будет недостаточна и, хотя на участке 346 ротор тормозится, в точке 6 скорость Ω будет еще больше синхронной $\Omega_с$ и угол θ в точке 6 будет продолжать увеличиваться. Поэтому изменение режима будет происходить вправо от точки 6, при этом $\theta > \theta_6$ и $P < P_{п.д}$. В результате вновь наступит ускорение ротора, угол θ будет непрерывно расти, машина выпадет из синхронизма и перейдет в возбужденный асинхронный режим работы, когда генераторные режимы будут чередоваться с двигательными. В этом случае выпадение из синхронизма произойдет

в первом цикле колебаний и характер функции $\theta = f(t)$ будет иметь вид рис. 39-9, *б*.

Выше мы предполагали, что ток возбуждения i_{f0} во время динамических нарушений не регулируется. Ясно, однако, что если в самом начале динамического нарушения i_{f0} быстро увеличить, то E и E'_d увеличатся и поэтому кривые *б*, *в*, *г* на рис. 39-8, *а* и *б* расположатся выше. Во-первых, при этом уменьшится амплитуда колебаний угла θ.

Во-вторых, при достаточно большом увеличении i_{f0} можно избежать выпадения машины из синхронизма.

Кроме того, нетрудно заключить также, что целесообразно регулировать значение i_{f0} во время колебаний в зависимости от изменения θ. При этом, например, во время первого полупериода колебаний, при изменении угла θ на рис. 39-8, *а* от $\theta = \theta_1$ до $\theta = \theta_4$, надо i_{f0} увеличивать, а во время второго полупериода, от точки *4* до точки *2*, — уменьшать. При этом размах колебаний θ уменьшится.

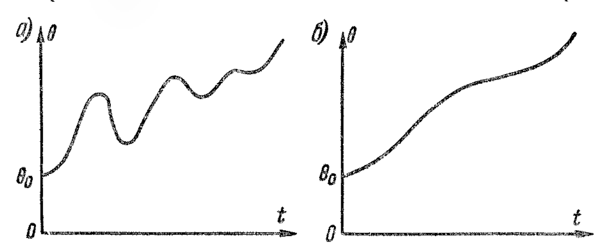


Рис. 39-9. Графики изменения угла нагрузки при выпадении синхронной машины из синхронизма в процессе колебаний (*а*) и во время первого полупериода колебаний (*б*)

При подобном же регулировании i_{f0} в последующих циклах колебаний можно достичь быстрого успокоения колебаний. Такое же регулирование возбуждения эффективно для уменьшения амплитуды вынужденных колебаний синхронных двигателей и генераторов, соединенных с поршневыми машинами. Вследствие малости периода колебаний и быстротечности переходных процессов регулирование i_{f0} также должно совершаться быстро, с помощью автоматических регуляторов тока возбуждения.

Глава сороковая

СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 40-1. Проблема регулирования возбуждения синхронных машин и требования к системам возбуждения

Системой возбуждения синхронной машины называется совокупность машин, аппаратов и устройств, предназначенных для питания ее обмотки возбуждения постоянным током i_f и регулирования значения этого тока.

К системам возбуждения предъявляются следующие основные требования: 1) высокая надежность в работе и 2) возможно бóльшая простота и малая стоимость. Кроме того, необходимость регулирования напряжения и обеспечения устойчивой работы синхронных машин налагает на системы возбуждения ряд дополнительных требований.

Для поддержания постоянства напряжения U на зажимах генератора при изменении нагрузки необходимо регулировать i_f и соответственно u_f в широких пределах. Согласно ГОСТ 533—76, минимальное устойчивое значение напряжения возбуждения u_f турбогенератора должно быть не больше $0{,}2\ u_{fн}$. В возбудителях в виде генераторов параллельного возбуждения это достигается с помощью мостиков насыщения в магнитной цепи (см. § 9-4).

Проблема автоматического регулирования возбуждения. Мощные синхронные генераторы, а во многих случаях и генераторы небольшой мощности снабжаются автоматическими регуляторами тока возбуждения, целью которых является: 1) поддержание постоянства напряжения U при изменениях нагрузки и 2) повышение статической и динамической устойчивости генератора. Вторая задача в особенности важна для мощных генераторов, и при этом к системам и регуляторам возбуждения предъявляются повышенные требования.

При медленных изменениях U для поддержания $U = U_н = \text{const}$ достаточно осуществлять так называемое пропорциональное регулирование, когда регулятор возбуждения или напряжения реагирует на изменение U, т. е. на величину $\Delta U = U - U_н$, и в зависимости от значения и знака ΔU оказывает воздействие на орган, изменяющий соответствующим образом ток i_f. Например, для маломощных генераторов применяются угольные регуляторы напряжения, которые состоят из столбика угольных или графитовых дисков, пружины, сжимающей этот столбик, и электромагнита. Угольный столбик заменяет реостат возбуждения *6* в схемах рис. 34-1, а катушка электромагнита присоединяется к зажимам генератора. При увеличении U электромагнит ослабляет давление пружины, сила сжатия столбика уменьшается, его сопротивление в результате этого увеличивается и i_f уменьшается. При уменьшении U действие происходит в обратном порядке.

Однако при быстрых изменениях U, как это имеет место при переходных процессах, и для увеличения устойчивости такое регулирование малоэффективно вследствие механической инерции подобного регулятора, имеющего подвижные части, и электромагнитной инерции цепи возбуждения, обладающей большой индуктивностью. Вследствие такой инерции i_f будет изменяться с запаздыванием и не будет успевать за изменением U, вследствие чего выдержать условие $U = \text{const}$ с необходимой точностью невозможно. Во избежание этого для мощных генераторов, во-первых, применяют статические электромагнитные регуляторы, состоящие из элементов (электронные усилители и пр.), которые не имеют подвижных частей. Во-вторых, для преодоления влияния электромагнитной инерции цепи возбуждения необходимо, чтобы действие регулятора было пропорционально не только U, но также скорости изменения U, т. е. dU/dt. Если, например, напряжение U начало резко и быстро падать и поэтому абсолютное значение dU/dt велико, то регулятор немедленно, когда ΔU еще не успело достичь заметного значения, дает сильный импульс на увеличение i_f. Желательно также, чтобы регулятор возбуждения реагировал на производные других величин, характеризующих режим работы синхронного генератора. Например, как следует из изложенного в § 39-3, для повышения динамической устойчивости желательно, чтобы i_f было тем больше, чем быстрее растет угол нагрузки θ, т. е. чем больше $\theta' = d\theta/dt$, и наоборот. Так как измерение величины θ затруднительно, то вместо θ можно также регулировать по значению производную тока статора I, поскольку изменения θ и I при качаниях происходят подобным образом (см. рис. 39-3).

Желательно также регулировать i_f пропорционально вторым производным некоторых величин.

Регуляторы, которые реагируют не только на отклонения определенных параметров, но и на значения их производных во времени, называются регуляторами сильного действия.

Такие регуляторы для синхронных генераторов были впервые разработаны в СССР для Волжской ГЭС им. В. И. Ленина и зарекомендовали себя наилучшим образом.

Следует отметить, что для эффективного действия таких регуляторов необходимо, чтобы электромагнитная инерция системы возбуждения была достаточно мала.

Автоматическими регуляторами возбуждения целесообразно снабжать также синхронные двигатели. Действие их при понижениях напряжения способствует поддержанию постоянства напряжения сети и повышает устойчивость работы двигателей.

Верхний предел (потолок) напряжения возбуждения. При коротких замыканиях в сети напряжение на зажимах генераторов U резко падает, развиваемая ими мощность поэтому также резко снижается, и так как мощности турбин остаются неизменными, возникает опасность выпадения генераторов из синхронизма.

В этих случаях для поддержания U на возможно более высоком уровне и предотвращения выпадения генераторов из синхронизма применяется так называемая форсировка возбуждения, т. е. напряжение возбуждения u_f по возможности быстро поднимается до максимально возможного значения u_{fm}.

В схемах возбуждения вида рис. 34-1 это достигается тем, что специальное реле, реагирующее на резкое уменьшение напряжения, своими контактами шунтирует реостат возбуждения *6*.

Чтобы форсировка возбуждения была эффективной, верхний предел (потолок) напряжения возбуждения u_{fm} должен быть достаточно большим. Согласно ГОСТ 533—76 и ГОСТ 5616—72, требуется, чтобы у турбогенераторов

$$k_{fm}=u_{fm}/u_{f\text{н}}\geqslant 2$$

и у гидрогенераторов

$$k_{fm}=u_{fm}/u_{f\text{н}}\geqslant 1{,}8.$$

Скорость нарастания напряжения возбуждения. При форсировке возбуждения напряжение u_f должно возрастать по возможности быстро. Согласно ГОСТ 533—76 и ГОСТ 5616—72, для турбогенераторов скорость нарастания напряжения возбуждения при его форсировке должна быть не менее $2u_{f\text{н}}$ в секунду, а для гидрогенераторов — не менее 1,5 $u_{f\text{н}}$ в секунду.

§ 40-2. Системы возбуждения

Системы возбуждения с генераторами постоянного тока. Классическая система возбуждения синхронных машин, широко используемая и в настоящее время, состоит из возбудителя в виде генератора параллельного возбуждения на общем валу с синхронной машиной (см. рис. 34-1). У тихоходных машин мощностью до $P_\text{н}\approx$ 5000 кВт для уменьшения массы и стоимости возбудителей последние иногда соединяют с валом синхронной машины с помощью клиноременной передачи.

Гидрогенераторы также обычно имеют возбудитель на одном валу с генератором. Однако при этом у мощных тихоходных генераторов с $n_\text{н}$ = 60 ÷ 150 об/мин размеры и стоимость возбудителя в связи со значительной его мощностью и тихоходностью получаются большими. Кроме того, тихоходные возбудители вследствие своих больших размеров обладают большой электромагнитной инерцией, что снижает эффективность автоматического регулирования и форсировки возбуждения. Поэтому применяют также системы возбуждения в виде отдельного быстроходного агрегата (n = 750 ÷ 1500 об/мин), состоящего из асинхронного двигателя и генератора постоянного тока. Асинхронный двигатель при этом получает питание от специального вспомогательного синхронного генератора, расположенного на одном валу с главным гидрогенератором, а в некоторых случаях — с шин собственных нужд гидростанции или с выводов главного гидрогенератора. В последнем случае возбудительный агрегат подвержен влиянию аварий в энергосистеме (короткие замыкания и пр.), и поэтому для повышения его надежности приводные асинхронные двигатели выполняют с повышенным максимальным моментом ($M_m \geqslant 4\ M_\text{н}$), а иногда эти агрегаты снабжают также маховиками. В виде отдельных возбудительных агрегатов выполняются также агрегаты резервного возбуждения электростанций, служащие для резервирования собственных возбудителей генераторов в случае аварий и неисправностей.

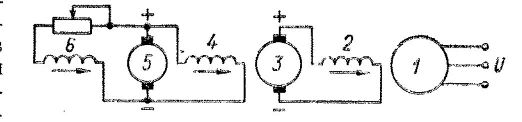


Рис. 40-1. Система возбуждения с возбудителем и подвозбудителем постоянного тока

1 — якорь синхронного генератора; *2* — обмотка возбуждения синхронного генератора; *3* — якорь возбудителя; *4* — обмотка возбуждения возбудителя; *5* — якорь подвозбудителя; *6* — обмотка возбуждения подвозбудителя

Турбогенераторы мощностью до $P_\text{н}$ = 100 МВт также обычно имеют возбудители в виде генераторов постоянного тока на своем валу. Однако при $P_\text{н}$ > > 100 МВт мощность возбудителей становится настолько большой, что их выполнение при $n_\text{н}$ = 3000 ÷ 3600 об/мин по условиям коммутационной надежности оказывается затруднительным или даже невозможным. При этом применяются разные решения. Например, за границей широко используются возбудители со скоростью вращения $n_\text{н}$ = 750 ÷ 1000 об/мин, соединяемые с валом турбогенератора с помощью редуктора, а также возбудительные агрегаты с асинхронными двигателями, получающими питание с шин станции или с выводов генератора.

Применяются также некоторые разновидности систем возбуждения с машинами постоянного тока. Например, мощные возбудители крупных машин иногда имеют подвозбудители (рис. 40-1), которые служат для возбуждения возбудителя. Регулирование системы возбуждения при этом производится в цепи возбуждения подвозбудителя, в которой протекает малый ток. Этим достигается снижение мощности и массы аппаратуры управления и регулирования.

Компаундированная система возбуждения с возбудителем постоянного тока (рис. 40-2). В современных системах возбуждения широко применяется принцип компаундирования, т. е. автоматическое изменение н. с. возбуждения при изменении тока нагрузки синхронного генератора, подобно тому как это происходит в генераторах постоянного тока со смешанным возбуждением при согласном включении последовательной обмотки возбуждения (см. § 9-6). Так как в обмотке якоря синхронной машины протекает переменный ток, а в обмотке возбуждения *2* — постоянный ток, то в схемах компаундирования синхронных машин применяются полупроводниковые выпрямители.

В приведенной на рис. 40-2 принципиальной схеме компаундированной системы возбуждения с возбудителем постоянного тока обмотка возбуждения возбудителя *4* подключена к якорю возбудителя *3* с реостатом *6* и, кроме того, к выпрямителям *9*, получающим питание от последовательных трансформаторов *7*,

На холостом ходу генератора обмотка *4* получает питание только от якоря *3*. По мере увеличения тока нагрузки генератора *1* напряжение вторичной обмотки трансформатора *7* будет расти, и уже при небольшой нагрузке это напряжение, выпрямленное выпрямителем *9*, сравняется с напряжением обмотки *4*. При дальнейшем увеличении нагрузки обмотка *4* будет подпитываться от трансформатора *7* и поэтому ток этой обмотки и ток возбуждения генератора i_f будут расти с увеличением нагрузки.

При увеличении сопротивления установочного реостата *8* напряжение, подаваемое на выпрямители *9*, и компаундирующее действие трансформатора *7* будут расти. При коротких замыканиях компаундирующее устройство осуществляет форсировку возбуждения.

Компаундирующее действие схемы рис. 40-2 зависит только от значения тока *I* и не зависит от его фазы. Поэтому при индуктивной нагрузке это действие

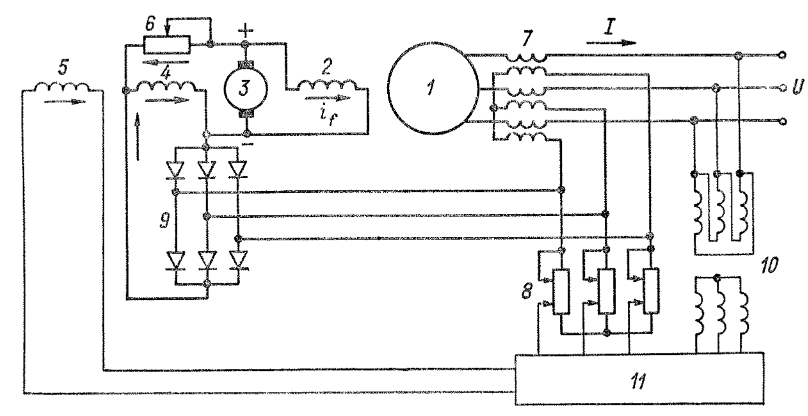


Рис. 40-2. Система возбуждения с токовым компаундированием

слабее, чем при активной нагрузке. Такое компаундирование называется токовым, и при этом постоянство напряжения U в пределах диапазона нормальных нагрузок удается сохранять с точностью до $\pm$ (5—10)%. Такая точность для современных установок недостаточна, и поэтому в схемах рис. 40-2 применяется дополнительный корректор или автоматический регулятор напряжения *11*, который соединен с помощью трансформатора *10* с зажимами генератора, а также с установочным реостатом *8*. Регулятор *11* реагирует на изменения напряжения U и тока I и питает постоянным током дополнительную обмотку возбуждения возбудителя *5*. Он состоит из статических элементов (магнитный усилитель, насыщенный трансформатор, полупроводниковые выпрямители и др.), и подробности его устройства здесь не рассматриваются.

Подобная система возбуждения широко применяется в СССР для генераторов мощностью до 100 МВт.

Система возбуждения с генераторами переменного тока и выпрямителями. Как указывалось выше, для мощных гидро- и турбогенераторов системы возбуждения с возбудителями постоянного тока, находящимися на одном валу с генераторами, становятся неэкономичными и даже невыполнимыми. В этих случаях применяются системы возбуждения с генераторами переменного тока и управляемыми или неуправляемыми выпрямителями (рис. 40-3).

Схема рис. 40-3, *а* положена в основу системы возбуждения гидрогенераторов Волжских, Братской и Красноярской ГЭС, причем вспомогательный синхронный генератор нормальной частоты *3* и возбудитель *7* расположены на одном

валу с главным генератором *1*, а ионный выпрямитель *5* с одноанодными вентилями имеет сеточное управление от регулятора возбуждения сильного действия (на рис. 40-3, *а* не показан). Гашение поля осуществляется переводом выпрямителя *5* в инверторный режим для передачи мощности от обмотки возбуждения главного генератора *2* к вспомогательному генератору *3*.

Схема рис. 40-3, *б* применяется заводом «Электросила» для турбогенераторов мощностью 150 МВт и выше. В этой схеме обмотка возбуждения *2* главного генератора *1* получает возбуждение от индукторного генератора (возбудителя) *3* частотой 500 Гц через кремниевые выпрямители *5*. Генератор *3* имеет две обмотки возбуждения: обмотку независимого возбуждения *4*, получающую питание от вспомогательного генератора (подвозбудителя) *9* через выпрямители *5*, и обмотку последовательного самовозбуждения *6*. Генератор *9* имеет полюсы в виде постоянных магнитов. Генераторы *3* и *9* расположены на одном валу с главным генератором *1*. Индукторный генератор не имеет обмоток на роторе и поэтому очень надежен в работе. Параллельно к обмотке его якоря присоединена трех-

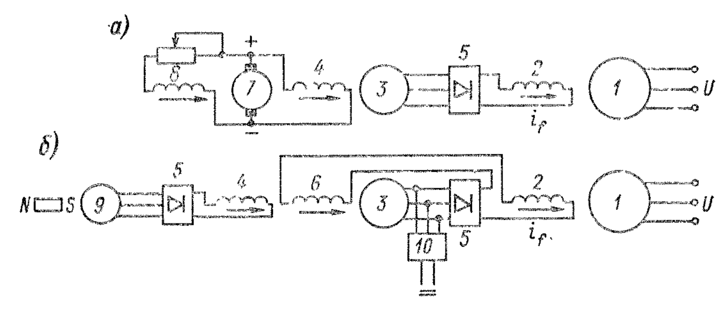


Рис. 40-3. Система возбуждения с возбудителями переменного тока и выпрямителями

фазная индуктивная катушка (дроссель) *10*, подмагничиваемая постоянным током. Катушка *10* потребляет от генератора *3* индуктивный ток, и так как при $f = 500$ Гц индуктивное сопротивление обмотки якоря генератора велико, то напряжение на ее зажимах сильно зависит от тока катушки *10*. Путем регулирования тока подмагничивания катушки *10* достигается быстрое регулирование напряжения генератора *3* и тока возбуждения i_f. Обмотка возбуждения *6* способствует форсировке возбуждения при коротких замыканиях за счет действия апериодического переходного тока в обмотке возбуждения *2*.

Наиболее мощные современные турбогенераторы имеют $i_{fн} = 5 \div 10$ кА, и при этом даже работа контактных колец со щетками становится затруднительной. Поэтому в настоящее время строятся также генераторы с бесконтактными системами возбуждения. Такую систему можно выполнить, например, на основе схемы рис. 40-3, *а*, если обмотку якоря *3* генератора переменного тока поместить на его роторе, укрепленном на валу главного генератора *1*, а обмотку возбуждения *4* поместить на статоре. Полупроводниковые выпрямители *5* при этом укрепляются на диске, который также укреплен на валу генератора *1* и вращается вместе с его ротором и обмоткой возбуждения *2*. Задача регулирования тока i_f в этом случае возлагается на подвозбудитель *7—8*, который также можно выполнить в виде бесконтактного генератора переменного тока. Подобные системы возбуждения весьма перспективны, но имеют тот недостаток, что гашение поля можно осуществить только в цепи обмотки *4* и в этом случае поле главного генератора гасится относительно медленно.

Компаундированные генераторы с самовозбуждением. Выше рассматривались независимые системы возбуждения, в которых вся энергия или ее часть для воз-

буждения синхронного генератора получалась от возбудителей в виде машин постоянного или переменного тока. Наряду с ними применяются также системы самовозбуждения, в которых эта энергия получается из цепи якоря самого генератора. Особенно широко такие системы возбуждения применяются для генераторов малой и средней мощности, работающих в автономных системах (лесоразработки, транспортные установки и т. д.). В последние годы системы самовозбуждения все чаще начинают применять также для крупных генераторов, работающих в мощных энергосистемах, и для синхронных двигателей. При этом обычно используется также принцип компаундирования.

Типичная схема компаундированного генератора с самовозбуждением изображена на рис. 40-4. Вторичная э. д. с. параллельного трансформатора *3* про-

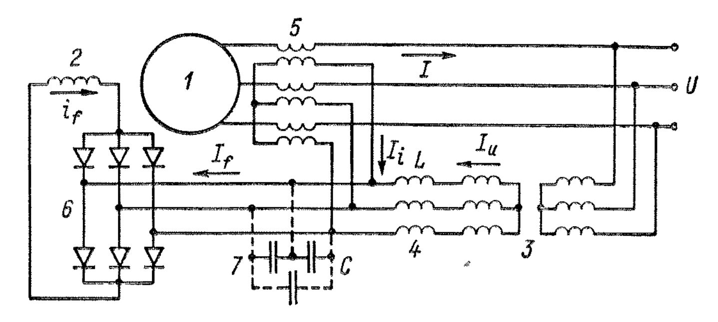


Рис. 40-4. Система самовозбуждения с фазовым компаундированием

порциональна U, а вторичная э. д. с. последовательного трансформатора *5* пропорциональна I. Вторичные обмотки этих трансформаторов включены параллельно и

$$\dot I_f = \dot I_u + \dot I_i. \qquad (40\text{-}1)$$

Ток возбуждения $i_f \sim I_f$ зависит не только от значения тока нагрузки I, но и от его фазы, вследствие чего схема рис. 40-4 называется схемой фазового компаундирования. Это позволяет усиливать компаундирующее действие системы возбуждения при индуктивной нагрузке генератора, поскольку индуктивная составляющая тока нагрузки генератора вызывает наибольшее падение напряжения.

Предположим, что первичные обмотки трансформаторов *3* и *7* приведены к вторичным, сопротивления этих трансформаторов и выпрямителей *6* равны нулю и сопротивление обмотки возбуждения *2*, приведенное к стороне переменного тока, равно r'_f. Тогда схеме рис. 40-4 соответствует схема замещения рис. 40-5, *а*, согласно которой

$$\dot U' = jx_L \dot I_u + r'_f \dot I_f$$

или, согласно (40-1),

$$\dot U' = jx_L(\dot I_f - \dot I_i) + r'_f \dot I_f,$$

откуда

$$\dot I_f = \frac{\dot U' + jx_L \dot I_i}{r'_f + jx_L} = \frac{\dot U_f}{r'_f + jx_L}. \qquad (40\text{-}2)$$

Согласно (40-2), схему замещения можно представить также в виде рис. 40-5, *б*.

Пусть рассматриваемый генератор является неявнополюсным. Тогда его векторная диаграмма имеет вид, изображенный на рис. 40-6 сплошными линиями. Так как $\dot U'$ и $\dot I_i$ пропорциональны $\dot U$ и $\dot I$ и совпадают с ними по фазе (или сдвинуты относительно них на 180°), то схеме рис. 40-5, *б* и равенству (40-2) соответствует

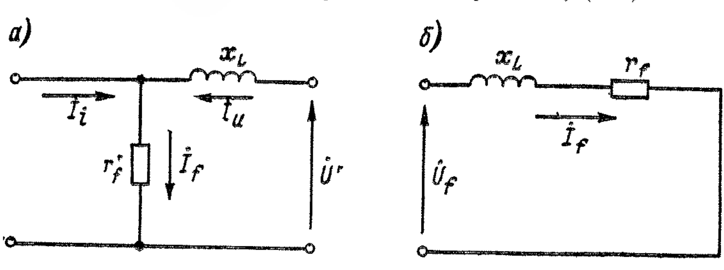


Рис. 40-5. Схемы замещения системы самовозбуждения с фазовым компаундированием

векторная диаграмма, изображенная на рис. 40-6 штриховыми линиями. Из этого рисунка следует, что при соответствующем выборе коэффициента трансформации трансформаторов *3* и *5* и сопротивления x_L индуктивной катушки *4* векторные диаграммы рис. 40-6 будут подобны. Поэтому при $U =$ const и при любом значении и фазе $\dot I$ будет $U_f \sim E$ и, согласно (40-2), $I_f \sim E$, т. е. при любой нагрузке ток возбуждения i_f будет индуктировать такую э. д. с. E, что сохраняется $U =$ const.

Из выражения (40-2) следует, что при $x_L = 0$ компаундирование будет отсутствовать. В этом случае при увеличении I трансформатор *5* будет брать на себя нагрузку трансформатора *3* и ток I_f увеличиваться не будет.

Трансформаторы *3* и *5* на рис. 40-4 можно объединить также в один общий трансформатор с двумя первичными обмотками и одной вторичной обмоткой, присоединенной к выпрямителю *6*. Катушку *4* при этом необходимо перенести в первичную обмотку напряжения. Вместо этого можно также искусственно увеличить рассеяние этой обмотки, отделив ее от других обмоток трансформатора магнитным шунтом. При высоком напряжении трансформатор *5* целесообразно включить со стороны нейтрали обмотки якоря генератора. В генераторах малой мощности иногда отказываются от трансформатора *3* и катушку *4* присоединяют непосредственно к зажимам генератора. Применяются также другие разновидности подобных систем возбуждения.

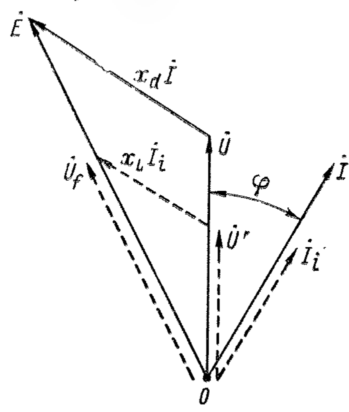


Рис. 40-6. Векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора и его системы самовозбуждения с фазовым компаундированием

Вследствие насыщения и других причин как у неявнополюсных, так и явнополюсных генераторов $U =$ const в действительности поддерживается с точностью $\pm$ (2—5)%. Для генераторов малой мощности такая точность достаточна, но для генераторов большой мощности необходимо дополнительное регулирование напряжения с помощью корректора или регулятора напряжения. Для этой

цели катушку *4* можно выполнить с подмагничиванием постоянным током, и в этом случае регулятор напряжения регулирует значение этого тока, чем достигается изменение x_L и тока i_f в необходимом направлении. Если выпрямители *6* являются управляемыми, то регулятор напряжения может действовать на эти выпрямители.

Самовозбуждение синхронного генератора по схеме рис. 40-4 происходит только при наличии потока остаточного намагничивания, как и в генераторах постоянного тока с параллельным возбуждением. Однако вследствие повышенного сопротивления выпрямителя при малых токах и других причин остаточный поток обычной величины индуктирует недостаточно большую э. д. с. для обеспечения самовозбуждения синхронного генератора и поэтому необходимо принимать дополнительные меры (применение резонансных контуров, включение в цепь возбуждения небольшого аккумулятора или добавочного генератора с постоянными магнитами, увеличение остаточного потока посредством магнитных прокладок в полюсах генератора и пр.). Для получения резонансного контура параллельно зажимам выпрямителя *6* (рис. 40-4) со стороны переменного тока можно подключить конденсаторы *7*. Если емкости *C* подобрать так, что во время пуска генератора при $n < n_н$ возникнет резонанс напряжений, то напряжение на конденсаторах *7* и напряжение выпрямителя *6* повысятся в несколько раз и произойдет самовозбуждение. При $n = n_н$ условия резонанса нарушатся, и поэтому конденсаторы оказывают незначительное влияние на работу схемы. В схемах возбуждения вида рис. 40-4, как правило, применяются полупроводниковые выпрямители. Благодаря своей простоте, надежности и хорошим регулирующим свойствам подобные схемы возбуждения получают все более широкое применение. Для защиты от перенапряжений при асинхронном ходе и других необычных условиях выпрямители обычно шунтируются высокоомными или нелинейными сопротивлениями.

Генераторы малой мощности с рассмотренной системой возбуждения допускают прямой пуск короткозамкнутых асинхронных двигателей, мощности которых соизмеримы с мощностью генераторов. При этом пусковой ток двигателя благодаря компаундированию осуществляет форсировку возбуждения генератора и поэтому его напряжение сильно не снижается, несмотря на большие пусковые токи индуктивного характера.

Применяются и другие разновидности систем возбуждения. Характерным является все более широкая замена систем с возбудителями постоянного тока системами с полупроводниковыми выпрямителями.

Глава сорок первая

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ СИНХРОННЫХ МАШИН

§ 41-1. Одноякорные преобразователи

В обмотке якоря машины постоянного тока протекает переменный ток. Если соединить эту обмотку также с контактными кольцами (рис. 41-1, *а*) то на них получим напряжение переменного тока $U_\sim$. Такая машина называется о д н о я к о р н ы м п р е о б р а з о в а т е л е м. Питание ее обмотки возбуждения постоянным током производится обычно со стороны коллектора, так же как в машинах постоянного тока с параллельным возбуждением. Поэтому в конструктивном отношении одноякорный преобразователь представляет собой машину постоянного тока, снабженную контактными кольцами. Кольца помещают на валу со стороны, противоположной коллектору. Для улучшения коммутации машина имеет добавочные полюсы.

Одноякорный преобразователь обычно используется для преобразования переменного тока в постоянный. При этом по отношению к сети переменного тока он работает как синхронный двигатель, а по отношению к сети постоянного тока — как генератор постоянного тока. На валу эта машина развивает лишь небольшой вращающий момент для покрытия механических, магнитных и добавочных потерь. Разность $P_\sim - P_=$ равна потерям в машине. Машина может также преобразовывать постоянный ток в переменный.

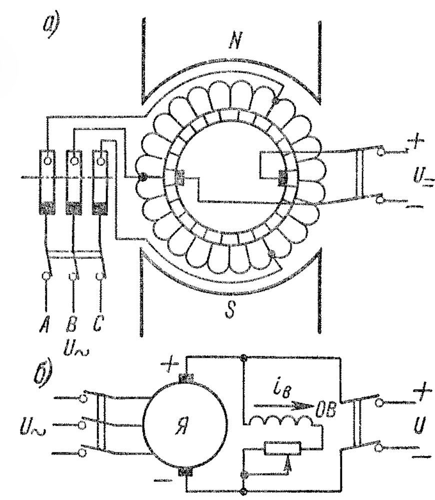


Рис. 41-1. Принцип устройства (*а*) и схема (*б*) обыкновенного одноякорного преобразователя

Одноякорный преобразователь обычно пускается в ход по способу асинхронного пуска синхронного двигателя, для чего в его полюсных наконечниках помещается пусковая обмотка. При наличии напряжения в сети постоянного тока его можно пустить в ход так же, как двигатель постоянного тока, и затем синхронизировать с сетью переменного тока.

Как известно, в режиме генератора активная составляющая тока якоря совпадет по фазе с э. д. с., а в режиме двигателя она направлена встречно э. д. с. Так как одноякорный преобразователь работает одновременно в режиме генератора и двигателя, то в обмотке якоря протекает разность токов $I_\sim$ и $I_=$. Поэтому потери в обмотке якоря меньше, чем у обычных машин переменного тока. Поскольку формы кривых переменного и постоянного тока в секциях обмотки различны и в разных секциях кривые сдвинуты по фазе во времени на различные углы, то токи секций изменяются во времени по кривым сложной формы.

Так как напряжения $U_\sim$ и $U_=$ действуют в одной и той же обмотке якоря, то их значения жестко связаны друг с другом. Если предположить, что поле возбуждения индуктирует в обмотке якоря чисто синусоидальные э. д. с., пренебречь сопротивлениями обмотки и принять, что число секций обмотки очень велико, то векторная диаграмма э. д. с. секций якоря будет иметь вид окружности (рис. 41-2). При этом напряжение $U_=$ равно диаметру окружности, а амплитуда $U_{m\sim} = \sqrt{2}\,U_\sim$ равна стороне *m*-угольника, вписанного в окружность, где *m* — число фаз (на рис. 41-2 $m = 6$). На основании рис. 41-2

$$U_{m\sim} = 2\frac{U_=}{2}\sin\frac{\pi}{m} \tag{41-1}$$

или

$$U_\sim = \frac{U_=}{\sqrt{2}}\sin\frac{\pi}{m}.$$

Например, при $m = 3$ и $m = 6$ соответственно $U_{m\sim} = 0{,}612\ U_=$ и $U_\sim = 0{,}354\ U_=$.

Из сказанного следует, что если значение $U_=$ будет стандартным, то значение $U_\sim$ будет нестандартным, и наоборот. Поэтому обычно одноякорный преобразователь включается в сеть через трансформатор *Тр*, а часто дополнительно также через индуктивную катушку *ИК* (рис. 41-3). Путем изменения тока возбуждения машину можно нагружать индуктивным или емкостным током и тем самым за счет падения напряжения в индуктивной катушке регулировать в некоторых пределах напряжение $U_=$.

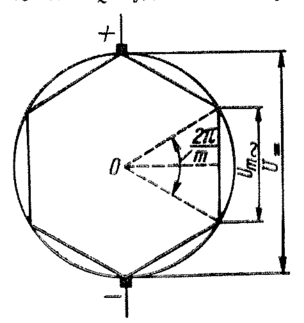


Рис. 41-2. Векторная диаграмма э. д. с. и напряжений обмотки якоря одноякорного преобразователя

Раньше одноякорные преобразователи широко применялись для питания контактных сетей трамвая и железных дорог и в других случаях. В настоящее время они в этих областях вытеснены ртутными и полупроводниковыми выпрямителями и используются в специальных случаях, притом также с раздельными обмотками переменного и постоянного тока. Одноякорный преобразователь можно использовать также в качестве генератора двух родов тока — постоянного и переменного, если вращать его с помощью какого-либо первичного двигателя. Такие генераторы в ряде случаев применяются на небольших судах и т. д. При этом для получения необходимых напряжений на якоре помещают отдельные обмотки переменного и постоянного тока. Если обмотку постоянного тока

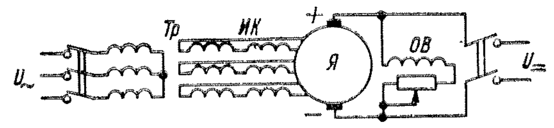


Рис. 41-3. Шестифазный одноякорный преобразователь с трансформатором и индуктивной катушкой

использовать только для питания обмотки возбуждения, то получим своеобразный синхронный генератор с самовозбуждением. Такие генераторы мощностью до 5—10 кВ·А также находят некоторое применение.

§ 41-2. Машины двойного питания

Двигатель двойного питания по своей конструкции представляет собой асинхронную машину с фазным ротором, обе обмотки которой питаются переменным током обычно от общей сети, с параллельным или последовательным включением обмоток статора и ротора (рис. 41-4, *а*). Токи статора I_1 и ротора I_2 создают н. с. F_1, F_2 и потоки Φ_1, Φ_2, которые вращаются соответственно относительно статора и ротора со скоростями $n_1 = f_1/p$. Эти н. с. и потоки вращаются синхронно, если

$$f_1/p = n \pm f_1/p,$$

где n — скорость вращения ротора и знак плюс относится к случаю, когда н. с. ротора вращается относительно ротора в сторону его вращения, а знак минус — когда это вращение происходит в обратном направлении. Согласно этому соотношению, в первом случае $n = 0$, что не представляет практического интереса, и во втором случае

$$n = 2f_1/p, \qquad (41\text{-}2)$$

т. е. скорость ротора равна двойной скорости обычной синхронной машины. При этом синхронно вращающиеся поля статора и ротора создают вращающий момент M, машина может работать в режимах двигателя и генератора и, в сущности, представляет собой синхронную машину. Момент M создается, когда пространственный угол θ между $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ (рис. 41-4, *б*) отличен от нуля или 180°, так как в противном случае оси полюсов магнитных полей статора и ротора совпадают и тангенциальных усилий не создается.

Машины двойного питания находят некоторое применение в специальных случаях в качестве двигателей. Их недостатком является то, что при пуске их нужно привести во вращение при помощи вспомогательного двигателя. Кроме того, их успокоительные моменты малы и эти машины подвержены качаниям. В общем случае возможно питание статора и ротора токами разных частот.

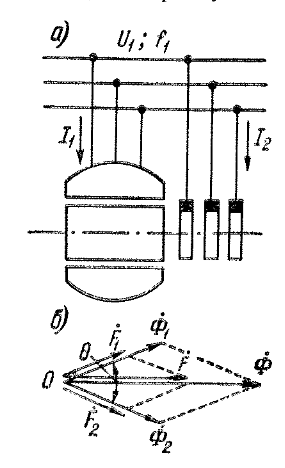


Рис. 41-4. Схема (*а*) и векторная диаграмма н. с. потоков (*б*) машины двойного питания

Асинхронизированная синхронная машина, предложенная А. А. Горевым, отличается от обычной синхронной машины тем, что она имеет две обмотки возбуждения — одну по продольной и другую по поперечной оси. Поэтому ее ротор имеет, в сущности, двухфазную обмотку. В нормальном режиме работы обмотки возбуждения питаются постоянным током, и этот режим ничем не отличается от режима работы обычной синхронной машины. Однако в аварийных режимах, когда синхронное вращение ротора с полем статора нарушается (короткие замыкания в сети, качания ротора и пр.), обмотки возбуждения питаются переменными токами частоты скольжения, сдвинутыми по фазе на 90°, вследствие чего получается поле возбуждения, вращающееся относительно ротора. Частота токов возбуждения sf_1 регулируется автоматически и непрерывно таким образом, что поля возбуждения и якоря вращаются синхронно, благодаря чему они создают вращающий момент постоянного знака. В результате машина не выпадает из синхронизма и устойчивость ее работы повышается, что и составляет преимущество данной машины.

По своей природе рассмотренная машина аналогична машине двойного питания. Для реализации указанного преимущества этой машины кратность (потолок) напряжения возбуждения должна быть высокой ($k_{fm} \geq 4 \div 5$) и надо применять регуляторы сильного действия. Питание обмоток возбуждения целесообразно осуществлять от ионных или полупроводниковых преобразователей частоты. В настоящее время изготовлены опытные образцы асинхронизированных синхронных машин.

§ 41-3. Синхронные двигатели малой мощности

Для некоторых механизмов необходимы двигатели малой мощности с постоянной скоростью вращения (лентопротяжные механизмы киноаппаратов, электрические часы, аппараты и т. д.). В качестве таких двигателей применяются синхронные двигатели без обмоток возбуждения. Отсутствие обмоток возбуждения упрощает конструкцию двигателей и их эксплуатацию, а также повышает надежность их работы. Во многих случаях такие двигатели являются однофазными.

Устройство статора многофазных маломощных синхронных двигателей, рассматриваемых в настоящем параграфе, ничем не отличается от устройства

статора нормальных синхронных и асинхронных машин, а статоры однофазных синхронных двигателей имеют такое же устройство, как и статоры однофазных асинхронных двигателей (с рабочей и пусковой обмоткой, конденсаторные, с экранированными полюсами на статоре — см. § 30-2), и пуск однофазных синхронных и асинхронных двигателей производится одинаково (в конце пуска синхронные двигатели втягиваются в синхронизм под действием синхронного электромагнитного момента). Поэтому ниже рассматриваются особенности роторов синхронных двигателей без обмотки возбуждения.

Синхронные двигатели с постоянными магнитами имеют обычно цилиндрические роторы из магнитно-твердых сплавов (ални, алнико и др.) и, кроме того, пусковую обмотку в виде беличьей клетки. Ротор из магнитно-твердого сплава изготовляется путем литья и трудно поддается механической обработке. Поэтому выполнение в нем литой беличьей клетки невозможно. В связи с этим ротор изго-

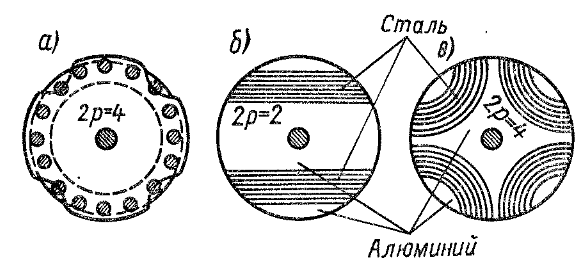


Рис. 41-5. Конструкция роторов синхронных реактивных двигателей

товляется обычно составным — обычный ротор короткозамкнутого асинхронного двигателя посредине и два диска из магнитно-твердого сплава по краям. Использование материалов таких двигателей получается малым, и поэтому они обычно строятся мощностью до 30—40 Вт. Генераторы с постоянными магнитами не нуждаются в пусковой обмотке и строятся на мощность $P_н = 5 \div 10$ кВ·А, а в ряде случаев до $P_н = 100$ кВ·А. Однако ввиду дороговизны магнитно-твердые сплавы применяются в специальных случаях, когда требуется повышенная надежность в работе.

Реактивные синхронные двигатели. Явнополюсные синхронные машины без обмотки возбуждения называются реактивными. Особенности работы таких машин уже были рассмотрены в § 35-3.

Различные конструкции роторов синхронных реактивных двигателей изображены на рис. 41-5. Ротор, показанный на рис. 41-5, *а*, имеет наибольшее распространение, изготовляется из листовой электротехнической стали и снабжается пусковой обмоткой в виде беличьей клетки. Его полюсы имеют форму выступов. Роторы, изображенные на рис. 41-5, *б* и *в*, изготовляются путем заливки стальных пакетов алюминием, причем алюминий выполняет роль пусковой обмотки.

Реактивные двигатели имеют низкий $\cos\varphi$ и поэтому также низкий к. п. д. (при $P_н = 20 \div 40$ Вт к. п. д. $\eta = 0{,}3 \div 0{,}4$), а их масса обычно больше массы асинхронных двигателей такой же мощности. У однофазных конденсаторных реактивных синхронных двигателей $\cos\varphi$ улучшается за счет конденсаторов.

Реактивные двигатели обычно строятся на мощности до 50—100 Вт, но, когда большое значение имеет простая конструкция и повышенная надежность, они строятся также и на значительно бóльшие мощности.

Синхронные гистерезисные двигатели. Низкие энергетические и неблагоприятные весовые показатели синхронных реактивных двигателей явились стимулом для разработки и применения гистерезисных двигателей. Роторы таких

двигателей изготовляются из специальных магнитно-твердых сплавов, имеющих широкую петлю гистерезиса (например, сплав викаллой). При массивной конструкции ротора эти двигатели при пуске развивают также асинхронный вращающий момент. Однако этот момент значительно меньше гистерезисного момента (см. § 25-4), вследствие чего пуск, а также втягивание в синхронизм и работа происходят за счет гистерезисного момента вращения.

Разница между двигателями с постоянными магнитами и гистерезисными состоит в том, что у первых ротор подвергается специальному предварительному намагничиванию, а у вторых ротор намагничивается полем статора двигателя.

Гистерезисные двигатели имеют лучшие показатели, чем реактивные, и строятся на мощности до 300—400 Вт.

Реактивно-гистерезисный синхронный двигатель (рис. 41-6) с редуктором был предложен в 1916 г. Уорреном и широко применяется до настоящего времени для привода электричесих часов, для протягивания ленты в самопишущих приборах и т. д. Статор этого двигателя имеет экранированные полюсы (см. также § 30-2), а ротор состоит из шести-семи пластин толщиной 0,4 мм из закаленной магнитно-твердой стали. Пластины имеют форму колец с перемычками. Магнитное сопротивление ротора в направлении перемычек меньше, и поэтому $x_d \neq x_q$. Ротор посажен на валик с помощью прорезей в перемычках пластин и соединен с редуктором. Ротор вместе с редуктором заключен в герметический корпус (на рис. 41-6 не показан).

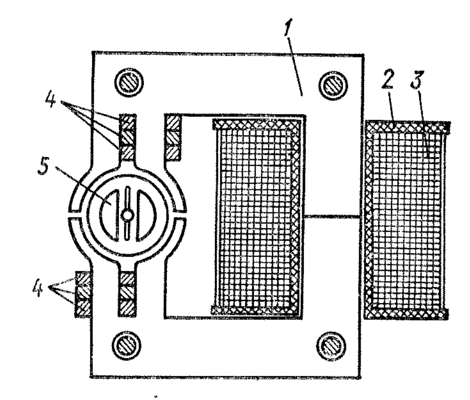


Рис. 41-6. Реактивно-гистерезисный двигатель

1 — магнитопровод статора; *2* — каркас; *3* — катушка возбуждения; *4* — короткозамкнутые витки; *5* — ротор

Пуск двигателя происходит за счет асинхронного (вихревого) и гистерезисного моментов, а работа — за счет гистерезисного и реактивного моментов, причем последний в 2—3 раза больше гистерезисного. Выпускаемые в СССР реактивно-гистерезисные двигатели на $f = 50$ Гц типов СД-60, СД-2, СДЛ-2, СРД-2 имеют мощность на валу 12 мкВт, а двигатели СД-1/300 — 0,07 мкВт (цифры в обозначении типов указывают на скорость вращения выходного конца вала в оборотах в минуту). Их к. п. д. менее 1%.

§ 41-4. Тихоходные и шаговые синхронные двигатели

Однофазные тихоходные синхронные реактивные двигатели отличаются тем, что полюсное деление их статора кратно числу зубцовых делений ротора (рис. 41-7, *а*) или зубцовые деления на полюсах статора равны зубцовым делениям ротора (рис. 41-7, *б*).

Поток статора Φ этих двигателей пульсирует с частотой тока f. Если при $\Phi = 0$ полюсы (рис. 41-7, *а*) или зубцы (рис. 41-7, *б*) статора смещены относительно зубцов ротора, то при возрастании Φ от нуля зубцы ротора притягиваются к полюсам или зубцам статора и ротор по инерции будет поворачиваться и тогда, когда Φ снова уменьшится до нуля. Если к этому времени зубец ротора приблизится к следующему полюсу или зубцу статора, то в течение следующего

полупериода изменения Ф силы будут действовать на зубцы ротора в том же направлении. Таким образом, если средняя скорость ротора такова, что в течение одного полупериода тока ротор поворачивается на одно зубцовое деление, то на него будет действовать пульсирующий вращающий момент одного знака и ротор будет вращаться со средней синхронной скоростью

$$n = 2f_1/Z_2, \tag{41-3}$$

где Z_2 — число зубцов ротора.

Например, если $f_1 = 50$ Гц и $Z_2 = 77$, то $n = 1{,}3$ об/с $= 78$ об/мин.

Для улучшения условий работы двигателя и увеличения равномерности вращения ротор обычно выполняется с повышенной механической инерцией. С этой же целью иногда двигатели выполняются с внутренним статором и внешним ротором (например, двигатели электропроигрывателей). Если на полюсах (рис. 41-7, *б*) оставить только по одному зубцу, то получится двигатель, называемый колесом Ла-Кура.

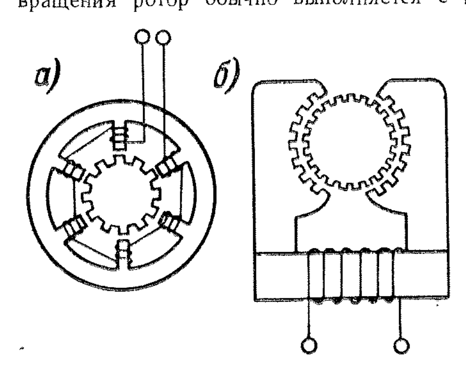


Рис. 41-7. Однофазные тихоходные синхронные реактивные двигатели с явновыраженными полюсами на статоре (*а*) и с зубчатым статором и общей обмоткой возбуждения (*б*)

При включении двигателя в неподвижном состоянии возникает явление прилипания (см. § 25-4), и двигатель необходимо пускать в ход толчком от руки или с помощью встроенного пускового асинхронного двигателя.

Синхронные безредукторные двигатели. На рис. 41-8 показано устройство безредукторного двигателя, разработанного американскими инженерами Л. Чеббом и Г. Уотсом. Двигатель имеет двухфазную обмотку с $2p = 2$ и фазной зоной 90°. На рис. 41-8 катушки обмотки статора намотаны через спинку, но может быть применена и обмотка обычного типа. Питание обмотки производится от однофазной сети, причем одна из фаз питается через конденсаторы, благодаря чему образуется вращающееся поле. Зубчатый ротор лишен обмотки.

Разность чисел зубцов ротора и статора $Z_2 - Z_1 = 2p$ на рис. 41-8 равна двум. Под воздействием вращающегося поля ротор стремится занять такое положение, при котором по линии оси магнитного потока зубец ротора встанет против зубца статора (линия *A* на рис. 41-8). Когда ось потока повернется в положение *B*, зубец *2'* ротора встанет против зубца *2* статора, а при повороте потока от положения *A* на 180° зубец *9'* ротора встанет против зубца *9* статора, т. е. произойдет поворот ротора на одно его зубцовое деление. Поэтому скорость вращения ротора

$$n = 2f_1/Z_2$$

или в общем случае

$$n = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2}\,\frac{f_1}{p}. \tag{41-4}$$

Например, при $f_1 = 50$ Гц, $2p = 2$, $Z_2 = 400$ и $Z_1 = 398$ будет $n = 1/4$ об/с $=$ $= 15$ об/мин.

Рассматриваемый двигатель работает, в сущности, по принципу взаимодействия зубцовых гармоник поля, вследствие чего и получается малая скорость вращения. Такой принцип называется электрической редукцией (уменьшением) скорости. Поэтому эти двигатели не нуждаются в механических редукторах и называются безредукторными.

Существуют также другие разновидности безредукторных двигателей. Эти двигатели применяются в случаях, когда необходимы пониженные скорости вращения (например, электрические часы и ряд устройств автоматики), а также при использовании источников с повышенной частотой питания $f = 400 \div 1000$ Гц.

Шаговые двигатели питаются импульсами электрической энергии и под воздействием каждого импульса совершают угловое или линейное перемещение на некоторую, вполне определенную величину, называемую шагом. Эти двигатели применяются для автоматического управления и регулирования, например в металлорежущих станках с программным управлением для подачи резца и т. д.

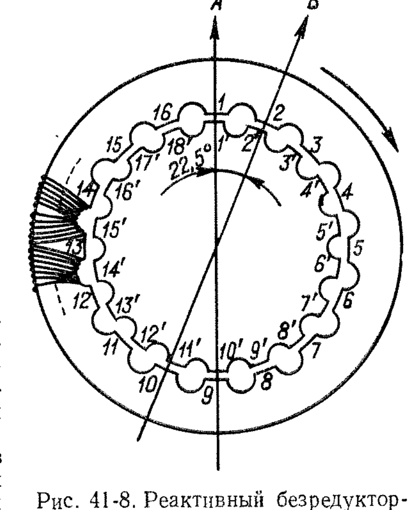


Рис. 41-8. Реактивный безредукторный синхронный двигатель

На рис. 41-9 изображен простейший шаговый двигатель с тремя парами полюсов на статоре. При питании током обмотки полюсов индуктора *1—1* четырехполюсный ротор занимает положение, показанное на рис. 41-9, *а*, а при питании полюсов *1—1* и *2—2* займет положение, показанное на рис. 41-9, *б*, отработав шаг 15°. Далее, при отключении обмотки *1—1* ротор повернется против часовой стрелки еще на 15° (рис. 41-9, *в*) и т. д.

Уменьшение шага двигателя достигается увеличением числа полюсов или путем размещения на общем валу нескольких пар статоров и роторов, повернутых относительно друг друга на соответствующий угол. Вместо сосредоточенных обмоток (рис. 41-9) можно применять также распределенные обмотки. Существует

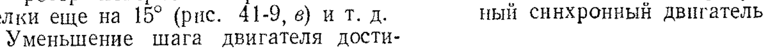


Рис. 41-9. Принцип устройства и работы реактивного шагового двигателя

целый ряд разновидностей шаговых двигателей вращательного (с шагом до 180°, до 1° и менее) и поступательного движения. Предельная частота следования импульсов, при которой возможен пуск и остановка двигателя без потери шага и которая называется также приемистостью, составляет от 10 до 10 000 Гц.

§ 41-5. Индукторные синхронные машины

В ряде установок (индукционный нагрев металлов, сварка специальных сплавов, гироскопические и радиолокационные установки и пр.) применяется одно- или трехфазный ток повышенной частоты (400—30 000 Гц). Синхронные генераторы

нормальной конструкции, имеющие частоту $f = pn$, для этого случая не подходят, так как увеличение скорости вращения n у них ограничено условиями механической прочности, а увеличение числа полюсов $2p$ ограничено минимально возможным значением полюсного деления по условиям размещения обмоток. Поэтому в этих случаях применяются генераторы особой конструкции, которые называются индукторными и основаны на действии зубцовых пульсаций магнитного потока. Роторы всех видов индукторных генераторов имеют вид зубчатых колес и не несут обмоток, что повышает надежность их работы, а обмотки возбуждения постоянного тока и якорные обмотки переменного тока располагаются на статорах.

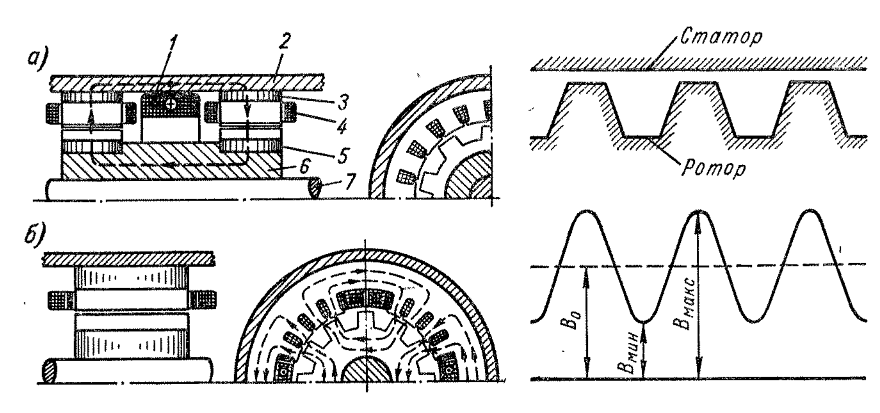


Рис. 41-10. Устройство одноименнополюсного (*а*) и разноименнополюсного (*б*) однофазного индукторного генератора

1 — катушка возбуждения; *2* — корпус; *3* — пакет статора; *4* — обмотка переменного тока; *5* — пакет ротора; *6* — втулка ротора; *7* — вал

Рис. 41-11. Кривая поля в зазоре индукторных генераторов, выполненных по схеме рис. 41-10

В некоторых случаях вместо обмоток возбуждения применяются постоянные магниты.

В последнее время начинают находить применение также индукторные двигатели, развивающие при питании током повышенной частоты умеренные скорости вращения. Их устройство аналогично устройству индукторных генераторов.

Генератор, изображенный на рис. 41-10, *а*, имеет два пакета статора и ротора и кольцевидную обмотку возбуждения. Он называется одноименнополюсным, так как магнитная полярность каждого пакета вдоль всей окружности неизменна. Генератор, показанный на рис. 41-10, б, является однопакетным и называется разноименнополюсным. В больших пазах его статора расположена обмотка возбуждения, а в малых пазах — обмотка переменного тока.

Кривая индукции магнитного поля вдоль окружности ротора для генераторов, показанных на рис. 41-10, изображена на рис. 41-11. Можно представить себе, что пульсирующая волна этого поля движется вместе с ротором, а постоянная составляющая магнитного поля неподвижна относительно статора и э. д. с. в катушке с любым шагом от этого поля равна нулю. Поэтому эта часть потока не производит полезной работы и вызывает ухудшение использования материалов машины. Зубцам ротора придают такую форму, чтобы кривая рис. 41-11 приближалась

к синусоиде. Тогда пульсирующая составляющая поля с амплитудой

$$B_m = \frac{B_{макс} - B_{мин}}{2}$$

индуктирует в проводниках обмотки переменного тока синусоидальную э. д. с. с частотой

$$f = Z_2 n \qquad (41\text{-}5)$$

где Z_2 — число зубцов ротора.

Шаги катушек этой обмотки должны быть такими, чтобы на рис. 41-10 одна сторона катушки находилась против зубца, а другая — против паза ротора, так как

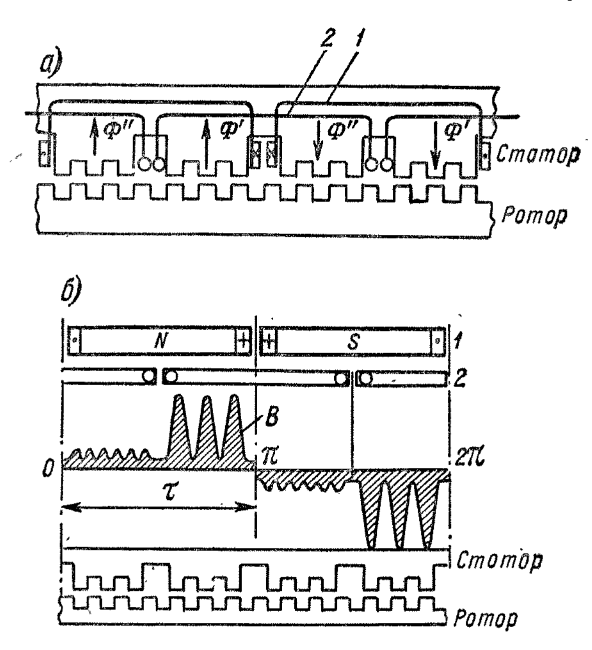


Рис. 41-12. Принцип устройства (*а*) и кривая магнитного поля (*б*) однофазного индукторного генератора с гребенчатой зубцовой зоной

в этом случае э. д. с. переменного тока проводников катушки будут арифметически складываться. Потокосцепления обмоток возбуждения генераторов, показанных на рис. 41-10, при вращении ротора остаются постоянными, и поэтому в этих обмотках переменная э. д. с. не индуктируется, что является положительным фактором.

При $f \geqslant 3000$ Гц целесообразно применять конструкцию статора, предложенную Гюи. В этой конструкции большие зубцы статора, охватываемые обмотками, имеют гребенчатую форму и зубцы соседних полюсов статора сдвинуты относительно зубцов ротора на половину зубцового деления (рис. 41-12). Благодаря этому потоки различных половинок полюсов Φ' и Φ'' различны (рис. 41-12, *б*) и при смещении ротора на половину зубцового деления поток, сцепляющийся с катушкой обмотки якоря *2*, изменяется от значения $+(\Phi' - \Phi'')$ до значения $-(\Phi' - \Phi'')$

и в этой обмотке индуктируется э. д. с. частоты f, определяемой равенством (41-5). В то же время потокосцепление с обмоткой возбуждения *1* не изменяется.

Применяются и другие разновидности индукторных машин. В трехфазных машинах вместо двух больших зубцов, как на рис. 41-10, на протяжении двойного полюсного деления выполняется шесть больших зубцов и малые зубцы соседних больших зубцов статора сдвинуты относительно зубцов ротора не на половину, а на одну шестую часть малого зубцового деления (рис. 41-13). Благодаря этому

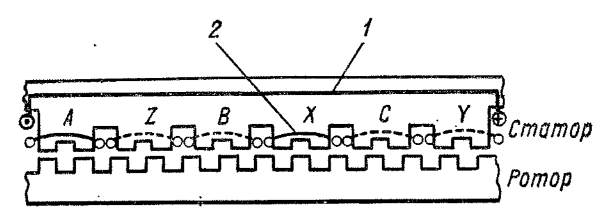


Рис. 41-13. Принцип устройства трехфазного индукторного генератора с гребенчатой зубцовой зоной

потоки соседних больших зубцов статора изменяются со сдвигом по фазе не на 180, а на 60°, что используется для получения в фазах A, B, C обмотки якоря э. д. с., сдвинутых на 120°.

Вследствие повышенной частоты обмотка якоря индукторной машины имеет повышенные синхронные сопротивления x_d и x_q. Поэтому для улучшения характеристик этой машины последовательно с обмоткой якоря во многих случаях включаются конденсаторы.

§ 41-6. Некоторые другие разновидности синхронных машин

Электромагнитная муфта служит для гибкого соединения двух вращающихся валов, например вала дизеля судовой силовой установки с валом гребного винта. В конструктивном отношении электромагнитная муфта представляет собой явнополюсную синхронную машину, индуктор которой, возбуждаемый постоянным током, укреплен на одном валу (например, ведущем), а якорь укреплен на другом валу (например, ведомом). Обмотка якоря может быть фазной (в этом случае она соединяется с реостатом) или короткозамкнутой в виде беличьей клетки.

Если ведущий и ведомый валы вращаются со скоростями n_1 и n_2 (причем $n_1 \neq n_2$), то в обмотке якоря муфты индуктируется ток частоты

$$f = p\,(n_1 - n_2)$$

и создается электромагнитный момент, под воздействием которого и совершается вращение ведомого вала. При короткозамкнутой обмотке якоря скольжение ведомого вала относительно ведущего

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

составляет 0,01—0,03. При фазной обмотке якоря скольжение s и скорость n_2 можно регулировать путем изменения сопротивления реостата или тока возбуждения.

Электромагнитная муфта позволяет осуществлять плавное присоединение и отключение ведомого вала при вращающемся первичном двигателе, а при фазной обмотке также регулирование скорости вращения. Кроме того, муфта защищает рабочий механизм от больших перегрузок, так как при большом тормозном мо-

менте ведомый вал останавливается. Если пуск ведомого вала производится при вращении ведущего вала со скоростью $n_1 = n_н$, то частота f велика и для получения достаточного пускового момента короткозамкнутую обмотку якоря нужно выполнить с использованием эффекта вытеснения тока (см. гл. 27).

Электромагнитные муфты обычно строятся мощностью до $P_н = 500$ кВт.

Бесконтактные синхронные машины с когтеобразными полюсами. В современных промышленных и транспортных установках нередко синхронные машины по условиям надежности необходимо выполнять без скользящих контактов на роторе. В этих случаях можно применять синхронные машины без обмотки возбуждения (реактивные), а при повышенных частотах также индукторные и редукторные машины. Однако можно также использовать машины с когтеобразным ротором и неподвижной обмоткой возбуждения. Такие машины строятся по такому же принципу, как и бесконтактные сельсины (см. рис. 31-9), но обычно с $2p > 2$. При $f = 50$ Гц их целесообразно строить мощностью до $P_н = 20 \div 30$ кВт.

Ударные синхронные генераторы применяются для испытания выключателей высокого напряжения на мощность отключения. Они строятся на базе турбогенераторов мощностью до 50—200 МВт и работают в режиме внезапного короткого замыкания. Для получения возможно большего тока короткого замыкания они изготовляются с пониженными индуктивными сопротивлениями рассеяния и с надежным креплением обмоток, в особенности их лобовых частей.

Существуют и разрабатываются также некоторые другие разновидности синхронных машин.

Раздел шестой

КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Многофазные коллекторные машины и каскады. Однофазные коллекторные двигатели.

Глава сорок вторая

МНОГОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ И КАСКАДЫ

§ 42-1. Применение коллекторных машин переменного тока

Разработанные М. О. Доливо-Добровольским в 1889—1891 гг. трехфазная система переменного тока и трехфазные асинхронные двигатели получили всеобщее распространение. Большими достоинствами асинхронных двигателей являются простота их конструкции, надежность в работе и невысокая стоимость. Вместе с тем им присущи следующие недостатки: 1) трудности экономичного регулирования скорости вращения, 2) потребление реактивной мощности и понижение коэффициента мощности сети. Эти недостатки асинхронных двигателей стимулировали разработку коллекторных двигателей переменного тока, допускающих плавное и экономичное регулирование скорости вращения, а также различных специальных видов коллекторных машин переменного тока (к. м. п. т.) для регулирования скорости вращения и повышения коэффициента мощности асинхронных двигателей.

В период 1880—1925 гг. было разработано значительное число разнообразных однофазных и многофазных к. м. п. т. и каскадных схем с асинхронными и коллекторными машинами переменного тока. Большой вклад в разработку и совершенствование этих машин за границей сделали Э. Томсон, Г. Гергес, Ф. Эйхберг, Р. Рихтер, М. Латур, И. Дери, А. Шербиус, И. Козичек, В. Зейц и др. В СССР исследованием и разработкой к. м. п. т. занимались К. И. Шенфер, М. П. Костенко, Д. А. Завалишин и др.

Различные виды к. м. п. т. используются в промышленности и на транспорте. Однако в целом их применение ограничено. Причинами этого являются: 1) трудности коммутации к. м. п. т., 2) относительная сложность их устройства и 3) высокая стоимость.

Трудности коммутации ограничивают мощность к. м. п. т. и диапазон регулирования скорости вращения, вызывают усложнение их конструкции и увеличение стоимости. Стоимость трехфазных коллекторных двигателей в 1,5—2 раза больше стоимости двигателей постоянного тока и в 4—6 раз больше стоимости

асинхронных двигателей. Вместе с тем были найдены другие пути полного или частичного решения проблем, вызвавших развитие к. м. п. т. Проблема повышения коэффициента мощности сетей была разрешена широким использованием статических конденсаторов, синхронных двигателей и синхронных компенсаторов. Во многих случаях удовлетворительное решение проблем регулирования скорости вращения достигается с помощью асинхронных двигателей (см. гл. 28). Широкое распространение нашли двигатели постоянного тока, которые допускают регулирование скорости вращения в более широких пределах и надежнее в работе, чем к. м. п. т. С развитием управляемых ионных и полупроводниковых выпрямителей применение двигателей постоянного тока все более расширяется. Развитие полупроводниковых преобразователей частоты несомненно вызовет также и более широкое использование частотного регулирования скорости вращения асинхронных и синхронных двигателей. Все это привело к сужению области применения к. м. п. т., и очевидно, что эта тенденция будет продолжаться и в дальнейшем.

Наибольшее распространение к. м. п. т. получили в некоторых европейских странах (Германская Демократическая Республика, Федеративная Республика Германии, Чехословакия, Швейцария и др.). В ряде других стран, в частности в США, и в особенности в СССР, их применение весьма ограниченно.

В данном разделе дается описание устройства и принципа действия наиболее распространенных видов к. м. п. т.

§ 42-2. Трехфазные коллекторные двигатели

Трехфазный коллекторный двигатель с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток (двигатель Шраге).

Трехфазный коллекторный двигатель по принципу действия представляет собой асинхронный двигатель, во вторичную цепь которого для регулирования скорости вращения с помощью коллектора вводится добавочная э. д. с. $E_д$ частоты скольжения (см. § 28-3).

Коллектор при этом служит для преобразования частоты сети f_1 в частоту скольжения $f_2 = sf_1$ (см. § 19-4). В трехфазном коллекторном двигателе с параллельным возбуждением устройство для получения э. д. с. $E_д$ соединено параллельно (электрически или электромагнитно) с первичной цепью двигателя, и механические характеристики этого двигателя подобны характеристикам двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением.

Наиболее широкое распространение имеет трехфазный двигатель с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток, предложенный в 1910 г. почти одновременно немецкими электротехниками Х. Шраге и Р. Рихтером. В этом двигателе (рис. 42-1) трехфазная первичная обмотка *1* расположена на роторе и питается от сети (зажимы *A1*, *B1*, *C1*) через контактные кольца, а фазы вторичной обмотки *2* расположены на статоре. Источником добавочной э. д. с. $E_д$ является добавочная обмотка ротора, которая расположена в общих пазах с первичной обмоткой *1*, по своему устройству аналогична якорной обмотке машины постоянного тока и соединена с коллектором *K* (на рис. 42-1 эта обмотка не показана). С помощью щеток *a1—a2*, *b1—b2* и *c1—c2* добавочная обмотка соединяется со вторичной обмоткой *2*. Намагничивающий ток первичной обмотки *1* создает магнитный поток Φ, который вращается относительно ротора со скоростью $n_1 = f_1/p$ и индуктирует в первичной и добавочной обмотках э. д. с. частоты f_1, а во вторичной обмотке — э. д. с. частоты $f_2 = sf_1$. Значение вводимой во вторичную цепь добавочной э.д.с. $E_д$ пропорционально длине дуги коллектора между щетками данной фазы (например, *b1—b2*). Вторичный ток I_2 протекает по вторичной обмотке *2* с частотой f_2 и по добавочной обмотке ротора с частотой f_1. Преобразование частоты тока f_1 в частоту f_2 производится коллектором.

Для регулирования значения э. д. с. $E_д$ и изменения ее направления щетки *a1*, *b1*, *c1* присоединяются к одной, а *a2*, *b2*, *c2* — к другой подвижной щеточной траверсе. Траверсы в свою очередь посредством зубчатой или иной передачи соединены со штурвалом или исполнительным двигателем, с помощью которых траверсы и щетки можно перемещать относительно друг друга в противоположных направлениях (рис. 42-2). Щетки обеих траверс расположены на коллекторе со сдвигом в осевом направлении и могут заходить друг за друга.

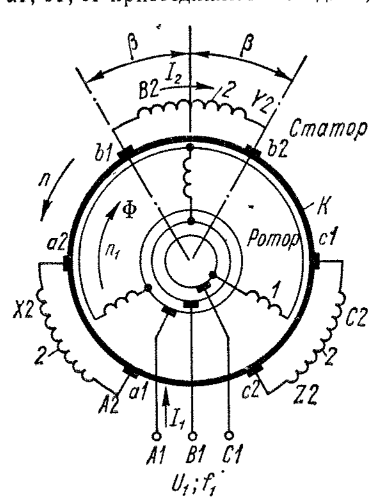


Рис. 42-1. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток

В случае рис. 42-2, *а* скорость двигателя ниже синхронной ($n < n_1$), э. д. с. $E'_д$ направлена навстречу вторичной э. д. с. E'_{2s} и активная составляющая тока I'_2 направлена согласно с э. д. с. вторичной обмотки $E'_{2s} = sE'_2$ (рис. 42-3, *а*). При этом мощность скольжения

$$P_s = sP_{эм}$$

передается из вторичной обмотки в добавочную и из нее через магнитное поле трансформаторным путем в первичную обмотку. Если щетки *b1* и *b2* на рис. 42-2, *а* будем сближать друг с другом, то $E'_д$ станет уменьшаться и скорость *n* увеличиваться. При совмещении щеток *b1* и *b2* (рис. 42-2, *б* и 42-3, *б*) $E'_д = 0$ и машина работает в режиме обычного асинхронного двигателя, с небольшим положительным скольжением *s*. Если, далее, щетки раздвинем в противоположных направлениях (рис. 42-2, *в* и 42-3, *в*), то э. д. с. $E'_д$ будет вводиться во вторичную цепь в обратном направлении и скорость двигателя станет выше синхронной. При этом мощность скольжения будет потребляться добавочной обмоткой из первичной обмотки и передаваться во вторичную обмотку. При фиксированном положении

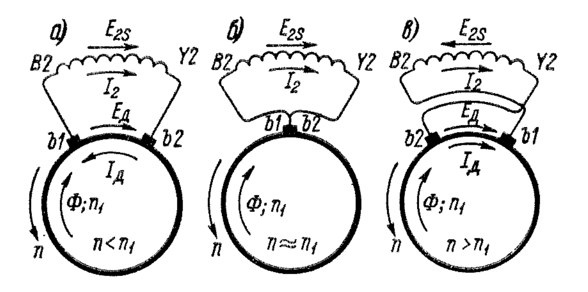


Рис. 42-2. Принцип регулирования скорости вращения трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток

щеток механические характеристики двигателя $M = f(n)$ подобны тем же характеристикам обычных асинхронных двигателей.

На рис. 42-3 первичный ток $\dot{I}_1$ представлен в виде суммы трех составляющих:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_м + (-\dot{I}'_2) + (-\dot{I}'_д),$$

где $\dot{I}'_2$ — приведенный к первичной обмотке ток вторичной обмотки, а $\dot{I}'_д$ — приведенный к первичной обмотке ток добавочной обмотки ротора. Следует иметь в виду, что неприведенные токи $I_д = I_2$.

На рис. 42-2 щетки *b1* и *b2* во всех положениях расположены симметрично относительно фазы вторичной обмотки. При этом э. д. с. $E'_д$ сдвинута по фазе относительно э. д. с. E'_{2s} на 180° и влияет только на скорость двигателя. Если механизм поворота щеток устроен так, что щетки вместо положения, изображенного на рис. 42-2, *а*, занимают несимметричное относительно вторичной обмотки положение согласно рис. 42-4, *а*, то фаза э. д. с. $\dot{E}'_д$ изменится в сторону отставания на некоторый угол α. В этом случае вектор тока $\dot{I}'_2$ повернется в сторону опережения (рис. 42-4, *б*) и будет иметь составляющую, совпадающую по фазе с потоком Φ, что приведет к улучшению $\cos \varphi_1$, двигателя или даже к работе последнего с опережающим током. Отметим также, что ранее строились двигатели, в которых добавочная э. д. с. $\dot{E}'_д$ имела по отношению к э. д. с. $\dot{E}'_{2s}$ сдвиг по фазе на 90° и совпадала по фазе с вектором Φ. В этом случае $\dot{E}'_д$ почти не влияет на скорость вращения и вызывает только компенсацию $\cos \varphi_1$ двигателя. Такие машины называются компенсированными асинхронными двигателями.

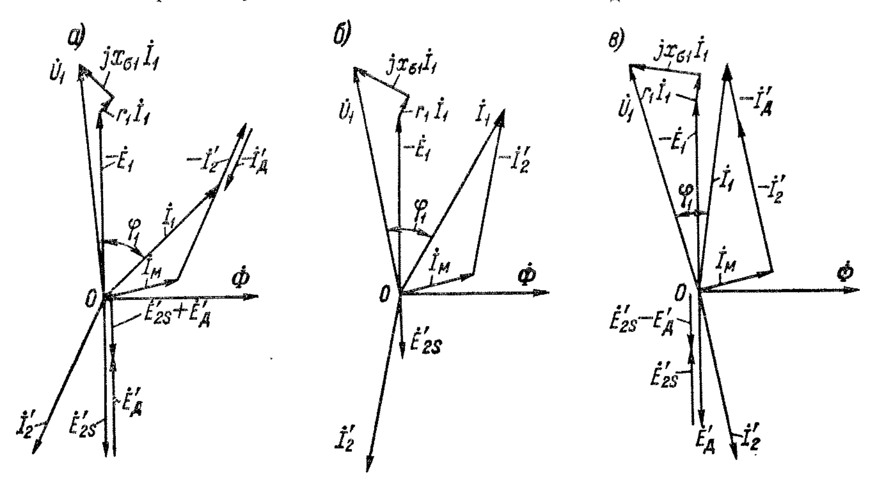


Рис. 42-3. Векторные диаграммы трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток

Двигатели рассматриваемого типа нашли за границей наибольшее распространение в текстильной, бумажной и сахарной промышленности. Они строятся обычно на мощность до 100—150 кВт при $U_н \leqslant 500$ В и с регулированием скорости в пределах 3 : 1, что соответствует регулированию скольжения в пределах $-0{,}5 \leqslant s \leqslant \leqslant 0{,}5$. Пуск двигателей небольшой мощности обычно производится прямым включением в сеть при установке щеток в положение, соответствующее наименьшей

скорости вращения. В более мощных двигателях для уменьшения пускового тока применяют также пусковые реостаты, фазы которых включают последовательно с фазами вторичной обмотки.

Особенности коммутации трехфазных коллекторных двигателей. При вращении ротора двигателя с двойным комплектом щеток секции его добавочной обмотки переходят поочередно из одних участков окружности *a1a2b1b2c1c2* (рис. 42-1) в другие, причем во время этого перехода они замыкаются щетками накоротко и происходит их коммутация с соответствующим изменением тока секции. Время коммутации мало́ по сравнению с периодом изменения переменного тока обмотки, и поэтому можно считать, что изменение тока в коммутируемой секции равно

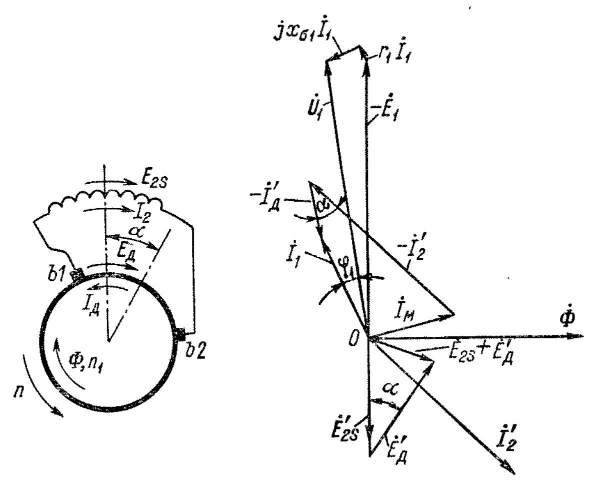


Рис. 42-4. Принцип компенсации коэффициента мощности трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток

разности мгновенных значений токов в соседних участках добавочной обмотки в момент коммутации. Например, при переходе секции из участка обмотки *b2b1* (рис. 42-1) в участок *b1a2* ток в секции изменяется от мгновенного значения тока I_2 в фазе *B2Y2* вторичной обмотки в этот момент времени до нуля. В других видах многофазных коллекторных машин изменение тока коммутируемой секции равно разности мгновенных значений токов соседних фаз.

Вследствие указанного изменения тока в коммутируемой секции индуктируется такая же реактивная э. д. с. e_r, равная сумме э. д. с. само- и взаимной индукции, как и в машинах постоянного тока. Разница заключается лишь в том, что в результате протекания в обмотке переменного тока э. д. с. e_r в последовательно коммутируемых секциях различна и изменяется в фазе с током данной фазы вторичной обмотки. Поэтому можно сказать, что э. д. с. e_r изменяется в фазе с током обмотки, соединенной с коллектором. Реактивная э. д. с. e_r в к. м. п. т. оказывает такое же влияние на коммутацию, как и в машинах постоянного тока. То обстоятельство, что в к. м. п. т. e_r является переменной, не имеет существенного значения.

Однако в коммутируемых секциях к. м. п. т., кроме реактивной э. д. с., возникает также трансформаторная э. д. с. $e_{тр}$, которая индуктируется основным магнитным потоком Ф.

В многофазных машинах эта э. д. с. возникает в результате вращения Ф относительно коммутируемых секций. Значение э. д. с. $e_{тр}$ не зависит от нагрузки машины, эта э. д. с. существует также при неподвижной машине и сдвинута по фазе относительно э. д. с. e_r.

Наличие трансформаторной э. д. с. и трудности ее компенсации являются основной причиной затрудненных условий коммутации к. м. п. т., в частности многофазных коллекторных двигателей, работающих на принципе вращающегося магнитного поля и не имеющих добавочных полюсов.

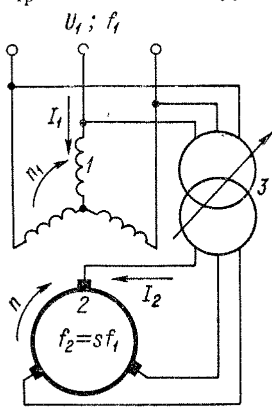


Рис. 42-5. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением с питанием через статор

Трехфазные коллекторные двигатели с параллельным возбуждением с питанием через статор. Наряду с трехфазными двигателями с параллельным возбуждением с двойным комплектом щеток строятся также трехфазные коллекторные двигатели с параллельным возбуждением (рис. 42-5) с первичной обмоткой *1*, расположенной на статоре. Вторичная обмотка *2* при этом помещена на роторе, выполняется по принципу якорных обмоток машин постоянного тока и соединена с коллектором. Для введения во вторичную цепь добавочной э. д. с. при этом используется соответствующее устройство *3*, которое включается параллельно первичной цепи. В качестве такого устройства можно использовать трансформатор с регулируемым вторичным напряжением, сдвоенный индукционный регулятор или индукционный регулятор с соединением обмоток статора и ротора в общий треугольник (см. § 29-1). Возможны также другие решения. Например, фирма АЕГ (Федеративная Республика Германии) применяет обычный индукционный регулятор (см. рис. 29-2), который питается от добавочной обмотки на статоре. Так как у этого индукционного регулятора фаза э. д. с. $E_д$ при изменении значения э. д. с. не остается постоянной, то одновременно с поворотом ротора индукционного регулятора осуществляется также поворот щеток на коллекторе.

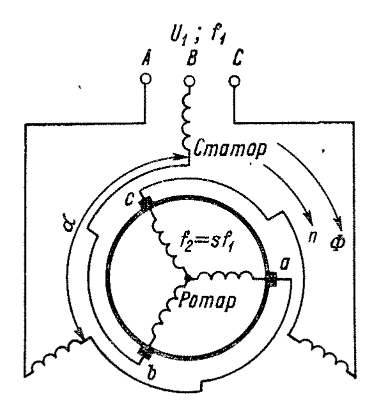


Рис. 42-6. Принципиальная схема трехфазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

В двигателях с питанием через статор также действует трансформаторная э. д. с., и эти двигатели также не имеют добавочных полюсов. В ряде случаев для уменьшения вторичного тока и облегчения коммутации вторичная система выполняется шестифазной и на коллекторе устанавливается шестифазная система щеток со сдвигом соседних щеточных пальцев на 60° эл.

Отсутствие контактных колец в первичной цепи позволяет строить двигатели с питанием через статор на высокое напряжение. Эти двигатели выпускаются на мощности до $P_н = 1500$ кВт, хотя обычно $P_н = 150 \div 200$ кВт. Характеристики двигателей с питанием через статор и через ротор практически одинаковы.

Трехфазные коллекторные двигатели с последовательным возбуждением (рис. 42-6) имеют последовательное соединение обмотки статора и обмотки ротора, присоединенной к коллектору. В двигателях высокого напряжения применяется трансформатор, который включается между сетью и обмотками статора и ротора. В обмотке ротора индуктируется э. д. с. от вращающегося поля. Кроме того, в цепь ротора вводится добавочная э. д. с. или напряжение, так как обмотка ротора соединена последовательно с обмоткой статора и напряжение сети распределяется между этими двумя обмотками.

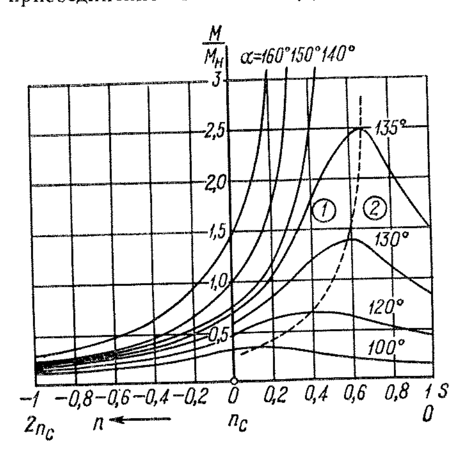


Рис. 42-7. Кривые вращающего момента трехфазного двигателя с последовательным возбуждением

Рассматриваемый двигатель развивает вращающий момент в случае, когда угол α между осью фазы обмотки статора и осью соответствующей эквивалентной фазы ротора (рис. 42-6) отличен от нуля и 180°, так как в противном случае оси магнитных потоков, создаваемых обмотками статора и ротора, совпадают и касательные механические усилия, действующие на ротор, равны нулю. Обычно щетки сдвигают против направления вращения поля. В этом случае ротор вращается по направлению поля, вследствие чего частота перемагничивания ротора и значение трансформаторной э. д. с. уменьшаются. Нормально $\alpha = 130 \div 160°$.

Вид механических характеристик рассматриваемого двигателя показан на рис. 42-7, где штриховая линия разделяет области устойчивой (*1*) и неустойчивой (*2*) работы. В устойчивой области эти характеристики подобны характеристикам последовательного двигателя постоянного тока. Для регулирования скорости вращения двигатель снабжается механизмом поворота щеток. Пуск двигателя производится при $\alpha \approx 160°$.

§ 42-3. Каскады асинхронных двигателей с коллекторными машинами переменного тока

В § 28-3 были рассмотрены каскады фазных асинхронных двигателей с машинами постоянного тока для регулирования скорости вращения. Некоторое применение нашел ряд других разновидностей каскадов. В частности, если на рис. 28-14 выпрямитель и машину постоянного тока заменить одноякорным преобразователем обычного типа (см. § 41-1) с независимым возбуждением, то получится каскад с одноякорным преобразователем. В настоящее время каскады с одноякорными преобразователями потеряли свое значение.

Для регулирования скорости вращения фазных асинхронных двигателей были разработаны также каскады с коллекторными машинами переменного тока. Наибольшее распространение получил каскад с компенсированной коллекторной машиной, рассматриваемый ниже. Отметим, что каскады с коллекторными машинами переменного тока отличаются от трехфазных коллекторных машин параллельного возбуждения, в сущности, тем, что в каскадах источник добавочной э. д. с. частоты скольжения, вводимой во вторичную цепь асинхронной машины, выполняется в виде отдельной коллекторной машины. Это дает возможность увеличить мощность установки.

Рассмотрим сначала некоторые коллекторные машины, применяемые в каскадах.

Явнополюсная трехфазная компенсированная коллекторная машина, предложенная А. Шербиусом в 1906 г. (рис. 42-8), имеет на статоре на протяжении каждого двойного полюсного деления три явновыраженных главных полюса *1*, на которых расположены обмотки возбуждения *4* различных фаз. Поэтому потоки отдельных полюсов сдвинуты в пространстве на 120° и пульсируют во времени со сдвигом по фазе также на 120°. Вследствие этого приближенно можно считать,

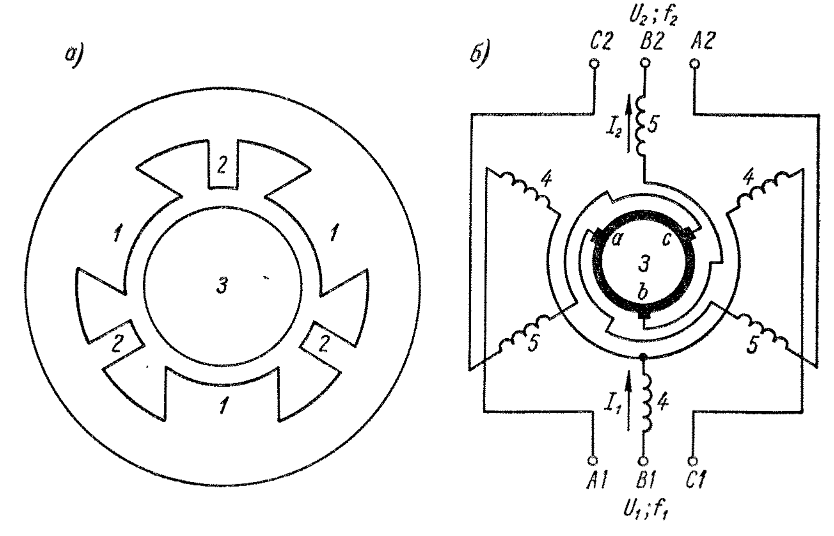


Рис. 42-8. Магнитная система (*а*) и принципиальная схема (*б*) трехфазной компенсированной коллекторной машины Шербиуса

что обмотки возбуждения создают синусоидально распределенное вращающееся поле. На роторе *3* имеется обмотка типа якорных обмоток постоянного тока, присоединенная к коллектору, на котором размещена трехфазная система щеток. В полюсных наконечниках размещена компенсационная обмотка *5* для компенсации н. с. ротора. Обмотка ротора с последовательно соединенными компенсационными обмотками составляет трехфазную главную, или рабочую, цепь машины. Между главными полюсами статора расположены добавочные полюсы *2* для улучшения коммутации. Каждый добавочный полюс имеет две обмотки. Одна из них включается последовательно в соответствующую фазу главной цепи и предназначена для компенсации реактивной э. д. с. коммутируемых секций, а вторая включается последовательно в соответствующую фазу обмотки возбуждения и предназначена для компенсации трансформаторной э. д. с. (обмотки добавочных полюсов на рис. 42-8, *б* не показаны). Чтобы стороны коммутируемых секций располагались под добавочными полюсами, шаг обмотки ротора укорочен на $^1/_3\tau$. Благодаря такому устройству машина имеет относительно хорошую коммутацию.

Так как н. с. обмоток ротора и компенсационной равны и направлены встречно, то эти обмотки создают только потоки рассеяния. Вращающийся поток возбуждения при $n = 0$ индуктирует в обмотках ротора и компенсационной э. д. с.,

равные по значению и противоположные по знаку. Поэтому при $n = 0$ э. д. с. в рабочей цепи $E_2 = 0$. Однако при вращающемся роторе ($n > 0$) скорость вращения поля возбуждения относительно ротора изменяется и э. д. с. обмотки ротора уменьшается (при вращении по полю). Поэтому на зажимах главной цепи будет действовать э. д. с., пропорциональная потоку возбуждения и скорости вращения. Частота ее при всех условиях равна частоте тока возбуждения $f_1 = f_2$. Таким образом, рассматриваемая машина по своим свойствам аналогична машине постоянного тока с независимым или параллельным возбуждением в зависимости от схемы включения обмотки возбуждения. Она может работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя.

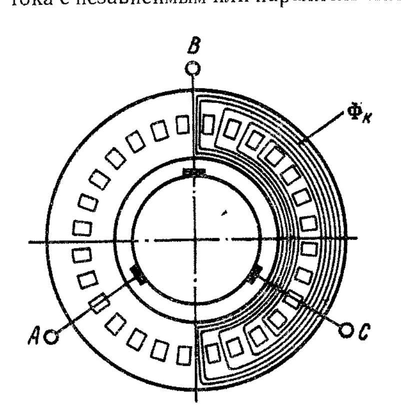


Рис. 42-9. Устройство коллекторного преобразователя частоты

М. П. Костенко и Н. С. Япольский предложили также неявнополюсную трехфазную компенсированную машину с распределенной обмоткой возбуждения. По принципу действия эта машина аналогична машине Шербиуса, но лишена добавочных полюсов.

Коллекторный преобразователь частоты в простейшем случае состоит только из ротора, на котором имеется обмотка, соединенная с коллектором и контактными кольцами, как и в одноякорном преобразователе (см. § 41-1). Пазы ротора закрытые, утоплены в сердечнике ротора (рис. 42-9), и магнитный поток, создаваемый обмоткой ротора, замыкается сверху пазов. Можно также применять ротор нормальной конструкции с полузакрытыми, полуоткрытыми или открытыми пазами, но в этом случае для создания замкнутого магнитопровода необходимо наличие статора в виде необмотанного сердечника. Ротор преобразователя частоты включается со стороны колец в трехфазную сеть с определенной частотой f_1 и приводится во вращение вспомогательным двигателем. Потребляемый из сети намагничивающий ток создает вращающееся магнитное поле, и со стороны щеток коллектора получается ток частоты скольжения $f_2 = sf_1$. Машина не создает вращающего момента, приводной двигатель покрывает только потери, и преобразуемая энергия потребляется из первичной цепи. Фазу вторичного напряжения можно регулировать поворотом щеток на коллекторе.

Каскад асинхронного двигателя с компенсированной коллекторной машиной (рис. 42-10) является наиболее распространенным коллекторным каскадом. В этом каскаде вторичная обмотка главного асинхронного двигателя *АД* через контактные кольца соединена с главной цепью компенсированной коллекторной машины *КМ*. В электрическом каскаде *КМ* расположена на одном валу со вспомогательной асинхронной или синхронной машиной *ВМ*. Главный двигатель *АД* приводит во вращение рабочую машину *РМ*, например прокатный стан.

Обмотка возбуждения *ОВ* коллекторной машины *КМ* питается током частоты скольжения $f_2 = sf_1$ от колец *АД* через регулируемый автотрансформатор *АТ*. Последовательно с *ОВ* включен также преобразователь частоты *ПЧ* небольшой мощности, который питается от сети через трансформатор. Если числа полюсов *АД* и *ПЧ* одинаковы, то ротор *ПЧ* соединяется непосредственно с ротором *АД*, а в противном случае их соединение производится с помощью редуктора с передаточным числом, равным отношению чисел полюсов этих машин. Благодаря этому частота на щетках *ПЧ* всегда равна частоте скольжения *АД*, вследствие чего и возможно питание *ОВ* от указанных двух источников — от колец *АД* и *ПЧ*.

Реостат *Р* служит для пуска *АД* до достижения некоторой скорости $n < n_1$, после чего с помощью переключателя *П* вторичная цепь *АД* переключается на *КМ*, цепь возбуждения которой отрегулирована на максимальное напряжение возбуждения. При этом добавочная э. д. с. $E_д$, развиваемая *КМ*, также максимальна и направлена навстречу э. д. с. скольжения $E_{2s} = sE_2$ вторичной обмотки *АД*. Скорость вращения n асинхронного двигателя в этом случае минимальна, и мощность скольжения $P_s = sP_{эм}$ этого двигателя передается через *КМ* и *ВМ* в сеть, причем *КМ* работает двигателем. Если теперь с помощью *АТ* уменьшить напряжение возбуждения *КМ*, то $E_д$ будет уменьшаться, а n расти.

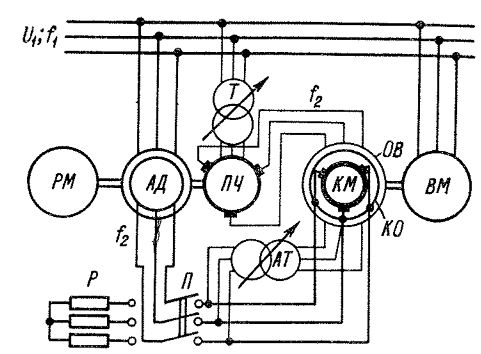


Рис. 42-10. Электрический каскад асинхронной и компенсированной коллекторной машины для двухзонного регулирования скорости

Преобразователь частоты *ПЧ* служит для перевода агрегата через синхронную скорость n_1, так как при $n = n_1$ вторичная э. д. с. асинхронного двигателя $E_{2s} = 0$, вследствие чего при отсутствии *ПЧ* коллекторная машина *КМ* лишается возбуждения и поэтому не может развивать э. д. с. $E_д$, необходимую для перевода *АД* через синхронную скорость. Таким образом, при $n = n_1$ ток вторичной цепи *АД* и ее вращающий момент создаются вследствие возбуждения *КМ* от *ПЧ*. Для увеличения скорости вращения *АД* и его перехода на вышесинхронную скорость вращения постепенно уменьшают вторичное напряжение *АТ* до нуля, меняют местами начала и концы обмотки возбуждения *КМ* и вновь начинают увеличивать вторичное напряжение *АТ*. Максимальная вышесинхронная скорость достигается при максимальном возбуждении *КМ*. При вышесинхронной скорости вращения *КМ* работает в режиме генератора, а *ВМ* — в режиме двигателя.

Каскады рассматриваемого вида обычно строятся с регулированием скорости в пределах ± (25—30)% от синхронной. Если регулирование производится только вниз от синхронной скорости, то преобразователь частоты *ПЧ* становится излишним. Если соединить коллекторную машину *КМ* с валом асинхронного двигателя *АД*, то получится электромеханический каскад и вспомогательная машина *ВМ* станет излишней.

Каскады с к. м. п. т. имеют наибольшее распространение в некоторых европейских странах. В связи с развитием ионных и полупроводниковых преобразователей, а также возрастающими требованиями в отношении диапазона регулирования скорости увеличиваются перспективы применения вентильных каскадов (см. § 28-3) и уменьшаются перспективы использования каскадов с к. м. п. т.

Ранее применялись также коллекторные каскады для компенсации коэффициента мощности крупных асинхронных двигателей. Для этой цели к контактным кольцам асинхронного двигателя можно присоединить преобразователь частоты или компенсированную коллекторную машину, рассмотренные выше, и отрегулировать соответствующим образом фазу добавочной э. д. с. $E_д$. Можно также использовать некоторые другие виды коллекторных машин. К настоящему времени такие каскады полностью потеряли свое значение, так как более выгодными являются синхронные двигатели и асинхронные двигатели совместно с конденсаторными батареями.

Глава сорок третья

ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

§ 43-1. Однофазные двигатели с последовательным возбуждением

Принцип действия и свойства двигателя.

Однофазные двигатели с последовательным возбуждением имеют такое же устройство и схему соединения обмоток (рис. 43-1), как и двигатели с последовательным возбуждением постоянного тока, однако во избежание больших потерь на вихревые токи сердечник статора однофазного двигателя с последовательным возбуждением собирается из листов электротехнической стали, изолированных друг от друга.

В рассматриваемом двигателе поток полюсов Ф и ток якоря i являются переменными, совпадают по фазе (рис. 43-2) и меняют свой знак одновременно. Поэтому знак вращающего момента M не меняется и момент действует в неизменном направлении, но пульсирует с двойной частотой тока. Так как ротор двигателя обладает значительной механической инерцией, то скорость его вращения практически постоянна и можно сказать, что двигатель реагирует только на среднее значение вращающего момента $M_{\text{ср}}$.

Ввиду потерь в стали и наличия короткозамкнутых (коммутируемых) витков обмотки якоря поток Ф и ток i двигателя с последовательным возбуждением в действительности сдвинуты по фазе на весьма небольшой угол α и на протяжении этого угла момент M имеет другой знак. Это

Рис. 43-1. Схема однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

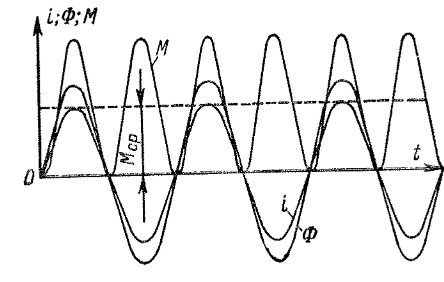


Рис. 43-2. Кривые тока, потока и момента однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

приводит к небольшому уменьшению $M_{\text{ср}}$, что не имеет существенного значения. В случае параллельного включения якоря и обмотки возбуждения их токи в общем случае будут сдвинуты на значительный угол α, что вызовет значительное уменьшение $M_{\text{ср}}$. Поэтому однофазные двигатели с параллельным возбуждением почти не нашли практического применения.

Обмотка якоря однофазного двигателя с последовательным возбуждением обладает определенным индуктивным сопротивлением x_a, обусловленным потоком якоря и потоками рассеяния обмотки якоря. Обмотка возбуждения также обладает определенным индуктивным сопротивлением $x_{\text{в}}$. Индуктивное сопротивление дви-

гателя $x = x_a + x_{\text{в}}$ и активное сопротивление $r = r_a + r_{\text{в}}$ обусловливают падения напряжения $j x \dot{I}$ и $r \dot{I}$.

Уравнение напряжения двигателя с последовательным возбуждением постоянного тока имеет вид

$$U = E + rI,$$

а для двигателя с последовательным возбуждением переменного тока соответственно

$$\dot{U} = \dot{E} + r\dot{I} + jx\dot{I}, \qquad (43\text{-}1)$$

где $\dot{E}$ — э. д. с. якоря, которая индуктируется в результате вращения якоря в магнитном поле полюсов и совпадает по фазе с потоком $\dot{\Phi}$.

В соответствии с равенством (43-1) векторная диаграмма двигателя изображена на рис. 43-3. Очевидно, что наличие индуктивного сопротивления x вызывает сдвиг фаз φ между напряжением $\dot{U}$ и током двигателя $\dot{I}$. Обычно $\cos\varphi \approx 0{,}70 \div 0{,}95$, причем $\cos\varphi$ тем больше, чем больше скорость вращения двигателя.

Механические $n = f(M)$ и скоростные $n = f(I)$ характеристики двигателей с последовательным возбуждением переменного и постоянного тока (см. § 10-5) имеют одинаковый характер, т. е. с увеличением нагрузки скорость вращения этих двигателей сильно уменьшается.

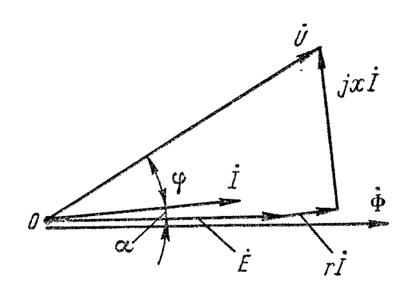


Рис. 43-3. Векторная диаграмма однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

Коммутация. В коммутируемых секциях обмотки якоря однофазного двигателя индуктируется реактивная э. д. с. e_r и трансформаторная э. д. с. $e_{\text{тр}}$. Реактивная э. д. с. обусловлена изменением тока в коммутируемых секциях, пропорциональна скорости вращения n и току якоря I и совпадает по фазе с этим током.

Трансформаторная э. д. с. индуктируется вследствие изменения потока полюсов с изменением частоты тока сети, пропорциональна этой частоте и потоку полюсов Ф или току I и сдвинута по фазе относительно потока на 90°. Э. д. с. $e_{\text{тр}}$, как и в многофазных коллекторных машинах переменного тока, существенно ухудшает условия коммутации однофазных двигателей с последовательным возбуждением по сравнению с двигателями постоянного тока.

Маломощные ($P_{\text{н}} < 0{,}5$ кВт) двигатели с последовательным возбуждением строятся без добавочных полюсов, и для улучшения их коммутации можно сдвигать щетки с геометрической нейтрали против вращения якоря. Мощные двигатели с последовательным возбуждением изготовляются с добавочными полюсами и компенсационной обмоткой на статоре. Все обмотки двигателя включаются последовательно (рис. 43-4). Компенсационная обмотка, как и в двигателях постоянного тока, предназначена для компенсации потока реакции якоря. Применение этой обмотки уменьшает индуктивное сопротивление двигателя, повышает его коэффициент мощности и улучшает условия коммутации.

Э. д. с. e_r и $e_{\text{тр}}$ сдвинуты по фазе на 90°, и э. д. с. $e_{\text{тр}}$ не зависит от скорости вращения. Эти обстоятельства затрудняют компенсацию э. д. с. $e_{\text{тр}}$ с помощью добавочных полюсов. Шунтирование обмотки добавочных полюсов активным сопротивлением R (рис. 43-4) позволяет достичь полной компенсации $e_{\text{тр}}$ при определенной скорости вращения. В этом случае (рис. 43-4 и 43-5)

$$\dot{I} = \dot{I}_{\text{д}} + \dot{I}_R,$$

и так как индуктивное сопротивление обмотки добавочных полюсов значительно больше ее активного сопротивления, то $\dot{I}_д$ и $\dot{I}_R$ сдвинуты по фазе почти на 90° и ток добавочных полюсов $\dot{I}_д$ отстает от тока двигателя $\dot{I}$. Ток $\dot{I}_д$ в свою очередь можно разложить на две составляющие $\dot{I}_r$ и $\dot{I}_{тр}$ (рис. 43-5), причем $\dot{I}_r$ совпадает по фазе с током $\dot{I}$, а $\dot{I}_{тр}$ отстает от него на 90°. Потоки добавочных полюсов, создаваемые токами $\dot{I}_r$ и $\dot{I}_{тр}$, будут индуктировать в коммутируемых секциях э. д. с., направленные соответственно против э. д. с. e_r и $e_{тр}$. Поэтому при надлежащем выборе числа витков обмотки добавочных полюсов и сопротивления R можно достичь полной компенсации э. д. с. e_r и $e_{тр}$ и хороших условий коммутации при определенной скорости вращения n. Но поскольку э. д. с. $e_{тр}$ пропорциональна f, а э. д. с., индуктируемая током $\dot{I}_{тр}$ в коммутируемой секции, пропорциональна n, то при других значениях n компенсация $e_{тр}$ нарушается и условия коммутации ухудшаются.

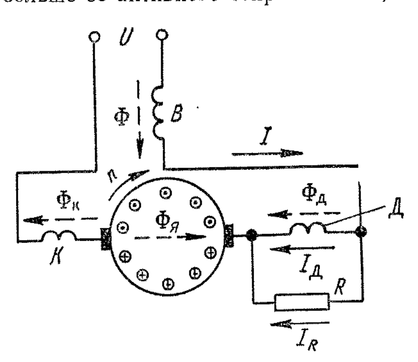


Рис. 43-4. Схема однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением с компенсационной обмоткой и добавочными полюсами

B — обмотка возбуждения; *К* — компенсационная обмотка; *Д* — обмотка добавочных полюсов; *R* — активное сопротивление

Принимаются также другие меры для улучшения коммутации однофазных двигателей с последовательным возбуждением, но в целом качество коммутации этих двигателей значительно хуже, чем у машин постоянного тока.

Применение однофазных двигателей с последовательным возбуждением. Маломощные однофазные двигатели с последовательным возбуждением ($P_н \leq 0{,}5$ кВт) находят широкое применение в промышленных и бытовых устройствах, когда требуются большие скорости вращения ($n = 3000 \div 30\,000$ об/мин) или регулирование скорости вращения (шлифовальные станки, ручной металлообрабатывающий инструмент, телеграфные аппараты, пылесосы, полотеры, швейные машины и др.). При необходимости регулирование скорости этих двигателей производится так же, как и у двигателей с последовательным возбуждением постоянного тока (регулирование питающего напряжения, например, с помощью автотрансформатора, шунтирование обмотки возбуждения или якоря). Вид магнитной системы таких двигателей показан на рис. 43-6, *а*. Эти двигатели обычно пускаются в ход путем непосредственного включения на полное напряжение сети.

Рис. 43-5. Векторная диаграмма тока обмотки добавочных полюсов, шунтированной активным сопротивлением

Маломощные двигатели с последовательным возбуждением часто изготовляются для питания как от сети переменного, так и от сети постоянного тока, и в этом случае их называют универсальными двигателями с последовательным возбуждением. При питании постоянным током индуктивное падение напряжения в двигателе отсутствует, и поэтому при одинаковых питающих напряжениях и нагрузках на валу скорость вращения при постоянном токе будет значительно больше, чем при переменном. Поэтому для получения приблизительно одинаковых

механических характеристик при питании от сети постоянного и переменного тока обмотка возбуждения универсального двигателя изготовляется с отводами и при переменном токе часть обмотки возбуждения отключается (рис. 43-7). На рис. 43-7 показано также включение конденсаторов для уменьшения радиопомех. В этом

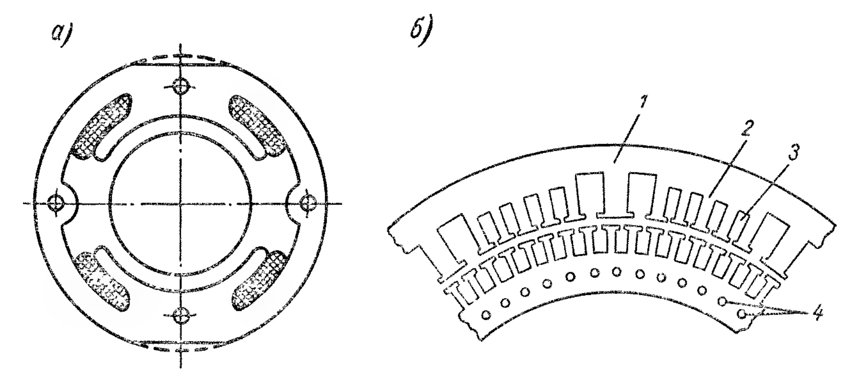


Рис. 43-6. Магнитные системы маломощных (*а*) и мощных (*б*) двигателей с последовательным возбуждением

1 — дополнительный полюс; *2* — главный полюс; *3* — пазы компенсационной обмотки; *4* — вентиляционные каналы

случае обмотка возбуждения разбивается на две части, которые присоединяются с разных сторон якоря. Конденсаторы включаются между выводными зажимами и корпусом, который заземляется.

Мощные однофазные двигатели (до $P_н = 300 \div 1000$ кВт) находят применение главным образом в качестве тяговых двигателей электровозов переменного тока (рис. 43-6, *б*). Такие электровозы используются на электрифицированных железных дорогах ряда зарубежных стран. При этом контактная сеть имеет высокое напряжение (15—25 кВ) и на электровозе устанавливается понижающий трансформатор с регулируемым вторичным напряжением для регулирования скорости вращения тяговых двигателей. Для уменьшения трансформаторной э. д. с. и улучшения условий коммутации тяговых двигателей такие железные дороги, как правило, электрифицированы на переменном токе пониженной частоты ($f = 16$ Гц, иногда $f = 25$ Гц).

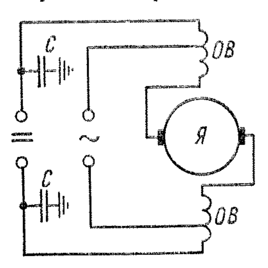


Рис. 43-7. Принципиальная схема универсального коллекторного двигателя

Трудные условия коммутации двигателей с последовательным возбуждением переменного тока обусловили во многих странах, в частности в СССР, широкое развитие электрификации железных дорог на постоянном токе с напряжением в контактной сети 1,5—3 кВ. Однако при относительно малом напряжении контактной сети получается большое сечение проводников контактных сетей и малое расстояние между питающими подстанциями, что вызывает значительное удорожание электрификации железных дорог. Поэтому в последние годы на вновь электрифицируемых железных дорогах контактная сеть обычно питается переменным током нормальной промышленной частоты высокого напряжения (25—30 кВ), а на электровозах устанавливаются трансформаторы, ртутные или полупроводниковые выпрямители и тяговые двигатели постоянного тока. Эти двигатели питаются в действительности пульсирующим током, так как при выпрямлении однофазного

тока постоянный ток содержит значительную переменную составляющую двойной частоты. Эта составляющая тока также затрудняет коммутацию тяговых двигателей, однако применение различных мер (шунтирование обмотки возбуждения активным сопротивлением или емкостью, шихтованные сердечники добавочных полюсов, полностью или частично шихтованное ярмо статора) позволяет получить вполне удовлетворительную коммутацию (шунтирование обмотки возбуждения разгружает обмотку от переменной составляющей тока и сводит значение трансформаторной э. д. с. практически до нуля) [31].

§ 43-2. Репульсионные двигатели

Репульсионными называются однофазные коллекторные двигатели, в которых обмотка ротора (якоря) не имеет электрической связи со статором и питающей сетью. Щетки этих двигателей замкнуты накоротко, и передача электрической энергии ротору происходит только трансформаторным путем через магнитное поле. Регулирование скорости вращения этих двигателей осуществляется путем поворота щеток, а их пуск производится путем прямого включения на полное напряжение сети. Простота пуска и регулирования скорости обусловила определенное распространение репульсионных двигателей небольшой мощности (до $P_н = 20 \div 30$ кВт).

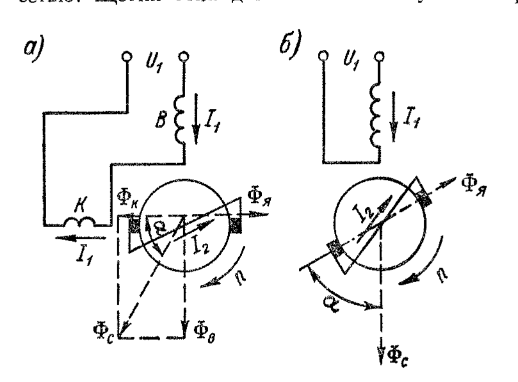


Рис. 43-8. Репульсионные двигатели с двумя (*а*) и одной (*б*) обмоткой на статоре и одним комплектом щеток

На рис. 43-8, *а* представлена схема репульсионного двигателя с двумя обмотками на статоре (двигатель Аткинсона). Поток $Ф_в$ обмотки B индуктирует в обмотке якоря только э. д. с. вращения, пропорциональную скорости вращения, а поток $Ф_к$ обмотки K — только э. д. с. трансформации, которая не зависит от скорости вращения. Передача электрической энергии ротору производится через обмотку K. Очевидно, что обмотки B и K (рис. 43-8, *а*) можно объединить в одну общую обмотку (рис. 43-8, *б*) и тем самым упростить устройство статора. Образование вращающего момента, действующего на ротор двигателя, можно истолковать как результат отталкивания полюсов поля якоря $Ф_я$ от полюсов поля статора $Ф_с$. Это и дало основание называть эти двигатели репульсионными.

На рис. 43-9 изображены схемы репульсионного двигателя с одной обмоткой на статоре и одним комплектом щеток (двигатель Томсона) при разных положениях щеток. На рис. 43-9, *а* угол α между осью обмотки статора и осью щеток якоря равен нулю. В этом положении при $n = 0$ в якоре индуктируется максимальный ток I_2, но момент $M = 0$. Это положение щеток называется *положением короткого замыкания*. При $\alpha = 90°$ (рис. 43-9, *б*) ток в обмотке якоря при $n = 0$ не индуктируется, и это положение щеток называется *положением холостого хода*. При $\alpha \neq 0$ и $\alpha \neq 90°$ двигатель развивает момент $M \neq 0$ и направление вращения двигателя совпадает с направлением поворота щеток из положения $\alpha = 0$ (рис. 43-9, *в* и *г*).

Зависимости пускового момента и пускового тока двигателя от угла α изображены на рис. 43-10. При $\alpha = \text{const}$ механические характеристики $n = f(M)$ репульсионного двигателя являются мягкими, т. е. репульсионные двигатели по

своим рабочим свойствам аналогичны двигателям с последовательным возбуждением постоянного и переменного тока.

Рис. 43-9. Репульсионный двигатель с одним комплектом щеток в различных положениях

Имеются также репульсионные двигатели с двойным комплектом щеток (двигатель Дери, рис. 43-11). У двигателя на рис 43-11, *а* взаимное расположение щеток неизменно и все щетки поворачиваются одновременно, а у двигателя на рис. 43-11, *б* щетки $A1$—$A2$ неподвижны, а щетки $B1$—$B2$ являются поворотными. В обоих случаях часть обмотки якоря не обтекается током, что улучшает форму кривой н. с. обмотки якоря и условия коммутации. В случае на рис. 43-11, *б*, кро-

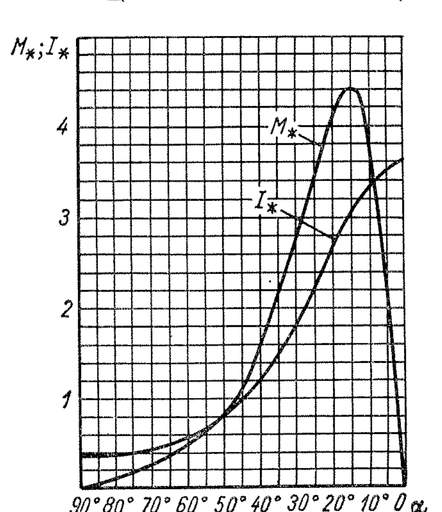


Рис. 43-10. Пусковые характеристики репульсионного двигателя

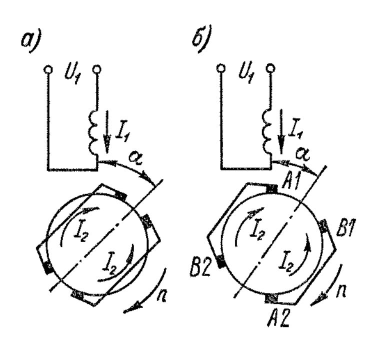


Рис. 43-11. Репульсионные двигатели с двумя комплектами щеток

ме того, при повороте щеток $B1$—$B2$ на угол 2α ось магнитного поля якоря поворачивается только на угол α, что позволяет более тонко регулировать скорость вращения.

Так как у репульсионных двигателей положение щеток не фиксировано, то применение добавочных полюсов невозможно. Статоры этих двигателей выполняются с неявновыраженными полюсами. Улучшение условий коммутации возможно в основном только с помощью щеток с повышенным переходным сопротивлением и путем уменьшения числа витков секций обмотки якоря.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Костенко М. П., Пиотровский Л. М.** Электрические машины. Ч. 1. Машины постоянного тока. Трансформаторы. — Л.: Энергия, 1972; Ч. 2. Машины переменного тока. — Л.: Энергия, 1973.
2. **Петров Г. Н.** Электрические машины. Ч. 1. Введение. Трансформаторы. — М.; Л.: Госэнергоиздат 1956; Ч. 2. Асинхронные и синхронные машины. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963; Ч. 3. Коллекторные машины постоянного и переменного тока. — М.: Энергия, 1968.
3. **Рихтер Р.** Электрические машины. Т. 1. Расчетные элементы общего значения. Машины постоянного тока. — М.; Л.: ОНТИ, 1935; Т. 2. Синхронные машины и одноякорные преобразователи. — М.; Л.: ОНТИ, 1936; Т. 3. Трансформаторы. — М.; Л.: ОНТИ, 1935; Т. 5. Коллекторные машины однофазного и многофазного переменного тока. Регулировочные агрегаты. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
4. **Справочная книга** для электротехников (СЭТ)/ Под ред. М. А. Шателена, В. Ф. Миткевича и В. А. Толвинского. Т. 5. Электрические машины (общая часть). Машины постоянного тока. Синхронные машины. Трансформаторы. — Л.: КУБУЧ, 1934; Т. 6. Индукционные машины. Коллекторные машины переменного тока. Вращающиеся преобразователи. Специальные типы машин и трансформаторов. — Л.: КУБУЧ, 1934.
5. **Костенко М. П.** Электрические машины, специальная часть. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949.
6. **Важнов А. И.** Электрические машины. — Л.: Энергия, 1969.
7. **Хрущев В. В.** Электрические микромашины. — Л.: Энергия, 1969.
8. **Чечет Ю. С.** Электрические микромашины автоматических устройств. — М.; Л.: Энергия, 1964.
9. **Бертинов А. И.** Электрические машины авиационной автоматики. — М.: Оборонгиз, 1961.
10. **Ермолин Н. П.** Электрические машины малой мощности. — М.: Высшая школа, 1967.
11. **Электрические машины** малой мощности /Д. А. Завалишин, С. Н. Бардинский, О. Б. Певзнер, Б. Ф. Фролов, В. В. Хрущев. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
12. **Обмотки** электрических машин /В. И. Зимин, М. Я. Каплан, А. М. Палей, И. Н. Рабинович, В. П. Федоров, П. А. Хаккен. — Л.: Энергия, 1970.
13. **Кучера Я., Гапл И.** Обмотки электрических вращательных машин. — Прага: Изд-во Академии наук ЧССР, 1963.
14. **Гемке Р. Г.** Неисправности электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат. 1969.
15. **Геллер Б., Веверка А.** Волновые процессы в электрических машинах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
16. **Каганов З. Г.** Волновые напряжения в электрических машинах. — М.: Энергия, 1970.
17. **Готтер Г.** Нагревание и охлаждение электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
18. **Филиппов И. Ф.** Вопросы охлаждения электрических машин. — М. ; Л.: Госэнергоиздат, 1964.
19. **Алексеев А. Е.** Конструкция электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1958.
20. **Виноградов Н. В.** Производство электрических машин. — М.: Энергия, 1970.
21. **Постников И. М.** Проектирование электрических машин. — Киев: Гостехиздат УССР, 1960.

22. **Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С.** Проектирование электрических машин. — М.: Энергия, 1969.
23. **Шуйский В. П.** Расчет электрических машин. — Л.: Энергия, 1968.
24. **Вишневский С. Н.** Характеристики двигателей в электроприводе. — М.: Энергия, 1967.
25. **Пиотровский Л. М., Паль Е. А.** Испытание электрических машин. Ч. 1. Общая часть и испытание машин постоянного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1949; **Пиотровский Л. М., Васютинский С. Б., Несговорова Е. Д.** Испытание электрических машин. Ч. 2. Трансформаторы и асинхронные машины. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
26. **Борисов А. П., Несговорова Е. Д., Пухов А. А.** Электрические микромашины. Учебное пособие к лабораторным работам. — Л.: Изд. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1968.
27. **Лабораторные работы** по электрическим микромашинам/ Н. В. Астахов, Б. А. Крайз, Е. М. Лопухина, Г. С. Сомихина, М. Ф. Юферов. М.: Изд. МЭИ. 1962.
28. **Жерве Г. К.** Промышленные испытания электрических машин. — Л.: Энергия, 1968.
29. **Нюрнберг В.** Испытание электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
30. **Толвинский В. А.** Электрические машины постоянного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1956.
31. **Скобелев В. Е.** Двигатели пульсирующего тока. — Л.: Энергия, 1968.
32. **Иоффе А. Б.** Тяговые электрические машины. — М.; Л.: Энергия, 1965.
33. **Алексеев А. Е.** Тяговые электрические машины и преобразователи. — Л.: Энергия, 1967.
34. **Горяинов Ф. А.** Электромашинные усилители. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1962.
35. **Вегнер О. Г.** Теория и практика коммутации машин постоянного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
36. **Ермолин Н. П.** Переходные процессы в машинах постоянного тока. — М; Л.: Госэнергоиздат, 1951.
37. **Овчинников И. И., Лебедев Н. И.** Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств. — М.; Л.: Наука, 1966.
38. **Оптимальная коммутация** машин постоянного тока/ Под ред. М. Ф. Карасева. — М.: Транспорт, 1967.
39. **Иванов-Смоленский А. В.** Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. — М.: Энергия, 1969.
40. **Гурин Я. С., Курочкин М. Н.** Проектирование машин постоянного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
41. **Рабинович И. Н., Шубов И. Г.** Проектирование машин постоянного тока.— Л.: Энергия, 1967.
42. **Янтовский Е. И., Толмач И. М.** Магнитогидродинамические генераторы. — М.: Наука, 1972.
43. **Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.** Электрические машины и микромашины. — М.: Высшая школа, 1971.
44. **Бирзвалк Ю. А.** Основы теории и расчета кондукционных МГД-насосов постоянного тока. — Рига: Зинатне, 1968.
45. **Бамдас А. М., Шапиро С. А.** Трансформаторы, регулируемые подмагничиванием. — М.; Энергия, 1965.
46. **Тихомиров П. М.** Расчет трансформаторов. — М.: Энергия, 1968.
47. **Сапожников А. В.** Конструирование трансформаторов. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
48. **Геллер Б., Гамата В.** Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. — М.; Л.: Энергия, 1964.

49. **Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я.** Параметры машин переменного тока. — М.; Л.: Наука, 1965.
50. **Данилевич Я. Б. Кашарский Э. Г.** Добавочные потери в электрических машинах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
51. **Сыромятников И. А.** Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
52. **Харитонов А. М.** Многоскоростные электродвигатели. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1954.
53. **Куцевалов В. М.** Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. — М.; Л.: Энергия, 1966; Синхронные машины с массивными полюсами. — Рига: Изд-во АН ЛатвССР, 1965.
54. **Адаменко А. И.** Несимметричные асинхронные машины. — Киев: Изд-во АН УССР, 1962; Методы исследования несимметричных асинхронных машин. — Киев: Наукова думка, 1969.
55. **Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д.** Управляемые асинхронные двигатели. — М.; Л.: Энергия, 1965.
56. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии. — М.; Л.: Энергия, 1964.
57. **Силн С.** Электромеханическое преобразование энергии. — М.: Энергия, 1968.
58. **Вольдек А. И.** Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом; — Л.: Энергия, 1970.
59. **Лопухина Е. М., Сомихина Г. С.** Расчет асинхронных электродвигателей однофазного и трехфазного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.
60. **Лопухина Е. М., Сомнхина Г. С.** Асинхронные микромашины с полым ротором. — М.: Энергия, 1967.
61. **Лопухна Е. М., Сомихнна Г. С.** Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором. — М.: Энергия, 1968.
62. **Анормальные режимы** работы крупных синхронных машин/ Е. Я. Казовский, Я. Б. Данилевич, Э. Г. Кашарский, Г. В. Рубисов. — Л.: Наука, 1969.
63. **Данилевич Я. Б., Кулик Ю. А.** Теория и расчет демпферных обмоток синхронных машин. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1962.
64. **Кашарский Э. Г., Чемоданова Н. Б., Шапнро А. С.** Потери и нагрев в массивных роторах синхронных машин. — Л.: Наука, 1968.
65. **Сыромятннков И. А.** Режимы работы синхронных генераторов. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1952.
66. **Вентнльные преобразователн** электрических машин. — Л.: Наука, 1971.
67. **Апснт В. В.** Синхронные машины с когтеобразными полюсами. — Рига: Изд-во АН ЛатвССР, 1959.
68. **Адкинс Б.** Общая теория электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
69. **Важнов А. И.** Основы теории переходных процессов синхронной машины. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
70. **Горев А. А.** Переходные процессы синхронной машины. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1950.
71. **Грузов Л. Н.** Методы математического исследования электрических машин. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1953.
72. **Казовский Е. Я.** Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1962.
73. **Кимбарк Э.** Синхронные машины и устойчивость электрических систем. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1960.
74. **Ковач К. П., Рац И.** Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.
75. **Конкордия Ч.** Синхронные машины — переходные и установившиеся процессы. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.

76. **Лайбл Т.** Теория синхронной машины при переходных процессах. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1957.
77. **Трещев И. И.** Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1969.
78. **Урусов И. Д.** Линейная теория колебаний синхронной машины. — М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1960.
79. **Постников И. М.** Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. — Киев: Техника, 1966.
80. **Хэнкок Н.** Матричный анализ электрических машин. — М.: Энергия, 1967.
81. **Алексеева М. М.** Машинные генераторы повышенной частоты. — Л.: Энергия, 1967.
82. **Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А.** Шаговые двигатели для систем автоматического управления. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1962.
83. **Хуторецкий Г. М.** Проектирование и расчет современных двухполюсных турбогенераторов. — Л.: Изд. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1962.
84. **Абрамов А. И., Иванов-Смоленский А. В.** Расчет и конструкция гидрогенераторов. — М.: Высшая школа, 1964.
85. **Проектирование гидрогенераторов** / В. В. Домбровский, Ф. М. Детинко, А. С. Еремеев, Н. П. Иванов, П. М. Ипатов, М. Я. Каплан, Г. Б. Пинский. — Л.: Энергия. Ч. 1, 1965 и Ч. 2., 1968.
86. **Турбогенераторы.** Расчет и конструкция/ В. В. Титов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная, Г. П. Вартаньян, Д. И. Заславский, И. А. Смотров. — Л.: Энергия, 1967.
87. **Костенко М. П., Гнедин Л. П.** Теория и расчет трехфазных коллекторных машин и каскадных систем. — М.; Л.: Наука, 1964.
88. **Васютинский С. Б.** Вопросы теории и расчета трансформаторов. — Л.: Энергия, 1970.
89. **Бернштейн Л. М.** Изоляция электрических машин общепромышленного применения. — М.: Энергия, 1971.
90. **Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д., Борисов А. П.** Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей. — Л.: Энергия, 1972.
91. **Копылов И. П.** Электромеханическое преобразование энергии. — М.: Энергия, 1973.
92. **Лившиц-Гарнк М.** Обмотки машин переменного тока. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959.
93. **Куцевалов В. М.** Синхронные машины в установившихся симметричных режимах. — Рига: Зинатне, 1972.
94. **Видеман Е., Келленбергер В.** Конструкция электрических машин. Пер. с нем. — Л.: Энергия, 1972.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

Раздел второй

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Раздел третий

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Раздел четвертый

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Раздел пятый

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

